KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A Radio

ROČNÍK IV/1999. ČÍSLO 5

Amatérské RADIO

ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ROČNÍK XLVIII/1999. ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ



MIKROVLNNÉ DÍLY A ANTÉNY



KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

***Vydavatel:*** AMARO spol. s r. o.
***Redakce:*** Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: (02) 57 31 73 10.
Šéfredaktor ing. Josef Kellner, sekretářka redakce Eva Kelárková, tel. 543 825, l. 268.
***Ročně vychází*** 6 čísel. Cena výtisku 30 Kč. Celoroční předplatné 180 Kč.
***Rozšiřuje*** PNS a. s., Transpress s. s r. o., Mediaprint a Kapa, soukromí distributoři, informace o předplatném podá a objednávky přijímá Amaro s. s r. o., Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel./fax (02) 57 31 73 13, PNS, pošta, doručovatel.
***Objednávky a predplatné*** v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava, tel./fax (07) 44454559 - predplatné, (07) 44454628 - administratíva. Predplatné na rok 222,- SK.
Podávání novinových zásilek povolila Česká pošta s. p., OZ Praha (čj. nov 6028/96 ze dne 1. 2. 1996).
***Inzerci*** přijímá redakce ARadio, Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: 57 31 73 10.
***Inzerci v SR*** vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./fax (07) 44450693.
Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor. Nevyžádané rukopisy nevracíme.
***E-mail:*** a-radio@login.cz
***Internet:*** http://www.spinet.cz/aradio
**ISSN 1211-3557, MKČR 7443**



# Dějiny přenosu zpráv na dálku

## Kapitola z historie elektřiny a magnetizmu

### Joseph Henry

Ve své době se stal proslulým poměrně kuriozním činem: svatební šaty své manželky, které byly z hedvábí, použil jako izolační materiál pro svůj první elektromagnet, který vážil více než 100 kg. Pokud někoho tento údaj zarazí, pak vězte, že podobnou hmotnost (92 kg) měl i elektromagnet prvního telegrafního přístroje, který o několik let později (1837) sestrojil Samuel Finley Breese Morse (1791 - 1872).

Jako mnozí další průkopníci sdělovací techniky se chtěl Joseph Henry, který se narodil 17. 12. 1797 v Albany (stát New York), původně stát doktorem. Skutečně také po ukončení základní školy medicínu začal studovat, avšak jeho učitel u něj objevil ohromné zaujetí pro experimentální práci a nasměroval jej ke studiu a pokusům v chemii. Stal se později asistentem pro chemické pokusy, ale již v té době se začal zajímat o matematiku a fyziku a skončil jako profesor matematiky a přírodních věd na akademii v Albany.

Tam začal se svými pokusy v oblasti elektromagnetizmu. Své poznatky popsal v roce 1827 v díle „Modifikace elektromagnetických přístrojů“. O tři roky později demonstroval s pomocí více vlastnoručně sestrojených elektromagnetů možnost jejich paralelního spojení. Velice užitečné poznatky získal v roce 1831, když ve své posluchárně nechal rozeznít zvonek pomocí vedení dlouhého asi 2 km a tím vlastně poprvé předvedl telegraf s akustickým signálem. Ve stejném roce přišel i na princip elektromotoru, ovšem v tehdejší době ještě bez praktického uplatnění. Ukázal tím ovšem na možnost a položil teoretické základy k přeměně elektrické energie na mechanickou. V roce 1832 přišel na princip samoindukce. Mezi tehdejšími učenci již byl znám a tak jeho jmenování profesorem fyziky na koleji v Princetonu nikoho nepřekvapilo.

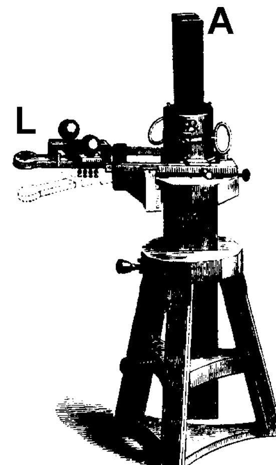
V následujících letech se věnoval v americké filozofické společnosti práci na sestrojení elektrického relé, objevil princip transformátoru a ještě dalších prvků, jejichž význam byl doceněn až v pozdější době při rozvoji bezdrátové telegrafie a rozhlasu. V roce 1846 zaslal Institutu Jamese Smithstona návrh na organizaci předpovědí počasí, zabýval se pak akustikou a zkouškami stavebních hmot. Svou vědeckou kariéru zakončil tím, že byl jmenováním prezidentem Národní Akademie Věd. Zemřel o deset lety později (13. 5. 1878) ve Washingtonu a na jeho počet byla pojmenována jednotka indukčnosti Henry (H).

### Wilhelm Eduard Weber

V době, kterou dnes můžeme směle nazvat historií, v době začátků předávání telegrafních zpráv, v první třetině minulého století, přispěl významnou měrou k rozvoji všeobecných znalostí také německý fyzik Wilhelm Eduard Weber.

Narodil se 24. 10. 1804 ve Wittenbergu, kde byl jeho otec profesorem teologie na tamější univerzitě. Studoval pedagogiku v Halle a jako pokračovatel tradic rodičovského domu také matematiku na univerzitě v Halle. Věnoval se hlavně akustice. Studentem byl velmi pilným a tak již v roce 1823 spolu se svým starším bratrem Ernstem Heinrichem (1806 - 1871), který byl fyziologem a anatomem, vydali pojednání nazvané „Poznatky o vlnách získané experimenty“. V roce 1826 promoval a stal se mimořádným profesorem.

Přednášel pak na univerzitě v Göttingenu, kde navázal velmi úzké kontakty se slavným matematikem a astronomem Carl Friedrichem Gaussem (1777 - 1855), se kterým prováděli různé pokusy a zbývali se měřením zemského magnetismu. Měli ale potíže se vzájemným dorozumíváním během pokusů, neboť jejich pracovny byly asi kilometr vzdálené a sdělit nový poznatek znamenalo buď se vydat k příteli osobně, nebo poslat zprávu poslem. Proto vymysleli a zrealizovali v tehdejší době zřejmě první prakticky využívanou telegrafní linku na světě, jejíž vodiče byly nataženy přes střechy domů v Göttingenu. Použili k tomu




*Vysílač Gaussova - Weberova telegrafu. Pohybem páky L vznikal v cívce okolo magnetu A elektrický proud [1]*

měděné a ocelové dráty o síle 2 až 3 mm. Weber na jednom konci pouštěl do vedení proud jedním či druhým směrem a Gauss na druhém konci pozoroval výchylky magnetické jehly umístěné nad vedením. Ta se vychylovala jedním či druhým směrem.

Dalším úspěchem Webera byl v roce 1835 objev „elastického působení“ - deformace materiálu působením elektrického proudu. Weber pokračoval i ve spolupráci se svým bratrem, se kterým vydali vědecké pojednání „Mechanika lidské chůze“. Patřil zřejmě k lidem se širokým rozhledem a zajímal se i o veřejné dění, neboť veřejně vystoupil proti nedemokratické vládě hannoverského krále, za což byl zbaven svého úřadu a v roce 1843 přesídlil na univerzitu v Lipsku. Teprve revoluční události roku 1848 vylepšily politické poměry a Weber se vrací, aby mohl dokončit své započaté práce. Byl jedním z propagátorů jednotné měrové soustavy a sestrojil řadu přístrojů k měření magnetických i elektrických veličin, jako např. elektrodynamometr k měření vzájemných sil mezi dvěma paralelními vodiči, zrcátkový galvanometr pro elektrodynamické a elektrostatická měření.

Zemřel 23. 6. 1891 v Göttingenu. Je po něm pojmenována jednotka magnetického toku - 1 Weber (Wb). Ve Wittenbergu na jižním průčelí pošty najdete jeho portrét, odhalený ke 100. výročí jeho úmrtí.

## Carl August von Steinheil

Steinheilova rodina se z Alsaska šest let po jeho narození (12. 10. 1801) odstěhovala do Mnichova. Po absolvování gymnázia studoval v Erlangenu, jeho vášní byly přírodní vědy. Měl vynikající profesory - jedním z nich byl např. proslulý matematik Carl Fridrich Gauss (1777 - 1855) a také astronom a matematik Friedrich Wilhelm Bessel (1784 - 1846) a tak v roce 1826 promoval z astronomie.

Po návratu do Mnichova se stal členem Královské Bavorské Akademie Věd a mimo astronomie se věnoval i bádání v oboru optiky. V roce 1835 byl jmenován profesorem matematiky a fyziky a konzervátorem matematicko-přírodních sbírek na mnichovské univerzitě. Od roku 1833, po úspěchu Gauss-Weberova jehlového telegrafu, se věnoval i této oblasti. 10. února 1836 měl schůzku s Gaussem a ten jej informoval o vylepšené konstrukci telegrafního přístroje a požádal jej o spolupráci. Steinheil se pustil do práce a prakticky ve stejném čase jako Samuel Breese Finley Morse (1791 - 1872) a nezávisle na jeho pokusech spatřil světlo světa dne 6. 9. 1837 první přístroj na elektromagnetickém principu, který dokázal zapisovat přijímané značky na pásek papíru. Ještě o 10 let později byla v provozu linka propojující čtyři pracoviště - královskou akademii v Mnichově, dílnu akademie, soukromou pracovnu Steinheila a 5 km vzdálenou královskou hvězdárnu v Bogenhausenu. Principiálně byl jeho přístroj stejně využitelný jako Morseův, ovšem Steinheilův psací telegraf se z ekonomických a politických důvodů patřičné odezvy nedočkal a v technicky vyspělých zemích se začala šířit Morseova verze telegrafu.

Steinheil nezatrpkl a dále se věnoval výzkumům, které následně měly praktický význam. Předně se snažil omezovat vysoké náklady spojené s výstavbou telegrafních linek a prosadil zavedení a používání telegrafu na železnici. V roce 1838 předvedl možnost využití země jako jednoho z vodičů. V témže roce ukázal na možnost využití linek k řízení více podružných hodin z jedněch matečních pomocí elektrických impulsů a v dalším roce spolu s anglickým fysikem Charlesem Wheatstonem (1802 - 1875) postavil první elektrické hodiny.

Protože neuspěl jako organizátor u bavorské telegrafní společnosti, nabídl své služby v roce 1849 vládě ve Vídni a věnoval se rozvoji telegrafů tam. Jako zástupce Rakouska založil v červenci 1850 německo-rakouské telegrafní sdružení a na konci příštího roku odešel do Bernu, kde organizoval švýcarskou telegrafní službu.

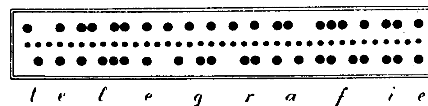
Roku 1852 se však znovu vrací do Mnichova, věnuje se dále přídovědeckým sbírkám a publikuje nejrůznější vědecké práce z oborů galvanoplastiky, optiky a fotografie a své praktické poznatky se snaží realizovat v dílně, kterou založil ve Schwabingu u Mnichova.

Po krátké nemoci zemřel dne 14. 9. 1870 objevitel prvního telegrafního zapisovacího přístroje na světě v Mnichově. Nápis na jeho pomníku zní „zaplatil myšlenkami“.

## Charles Wheatstone

Když v roce 1820 dánský fyzik Hans Christian Oersted (1777 - 1851) při experimentech s magnetkou poblíž vodičů protékaných proudem zpozoroval její výchylky a tím de facto objevil efekt elektromagnetického pole, otevřel cestu řadě vědců, kteří se tento objev snažili nějakým způsobem využít k přenosu zpráv. Jedním z nich byl také anglický fyzik Charles Wheatstone. Jeho přístroje byly první v dlouhé řadě dalších konstrukcí telegrafních přístrojů, které se pak po desetiletí prakticky využívaly. Skutečně telegrafie má primát v praktickém použití elektřiny a je to vlastně nejstarší elektrotechnický obor.

Wheatstone byl synem obchodníka s hudebninami a narodil se v Gloucesteru v jižní Anglii 6. února 1802. Dá se předpokládat, že to bylo na otcův popud, když po ukončení soukromé školy ve svém rodišti odešel v roce 1821 pracovat do Londýna do výrobny hudebních nástrojů. Ve svém volném čase se věnoval pokusům v oblasti akustiky a elektrotechniky a také studiu těchto oborů, což mu dalo pevný základ pro pozdější konstrukční práci v začátcích sdělovací techniky. Zdokonalil se natolik, že byl později jako úspěšný přírodovědec jmenován do-




*Páska pro Wheatstoneův telegraf s naperforovaným slovem „telegrafie“. Morseovu tečku značí dvě dírky přímo nad sebou, čárku pak dírky posunuté*

konce profesorem fyziky na londýnské královské koleji. Aby vyzkoumal, jak rychle se šíří elektřina ve vodičích, zkonstruoval např. v roce 1834 první elektrické hodiny, pak také barograf a termograf (přístroj k registraci teploty).

Ovšem jeho nejznámějším objevem je dodnes používané zapojení Wheatstoneova můstku k měření. Již v roce 1823 popsal úplný systém elektrického telegrafu, prakticky použitelný přístroj však sestrojil o mnoho let později - až v roce 1836.

Tehdy spolu s anglickým technikem Williamem Falhergill Cookem (1806 - 1879) zkonstruovali telegrafní přístroj s pěti magnetkami, který byl oběma o rok později patentován. První praktické pokusy ukázaly, že jím lze skutečně přenášet spolehlivě zprávy na vzdálenost 2,4 km na testovací trase, která byla postavena podél tzv. východní dráhy a vedla z Londýna do Birminghamu. Wheatstonem později (1858) zkonstruovaný ručičkový telegraf se pak používal u anglických drah a rozšířil se i na území dnešního Německa, kde jím byla vybavena rýnská dráha mezi městy Aachen a Ronheide. Přijímačem u tohoto systému byl krokový mechanismus posouvaný stále jedním směrem, který otáčel ručkou. Ručka ukazovala na kruh označený po obvodu písmeny a číslicemi a zůstala stát vždy u telegrafovaného písmena.

Mezitím se běžně začaly používat morseovy značky a Wheatstone sám roku 1858 zkonstruoval první použitelný přístroj na automatické odesílání zpráv z děrné pásky. Pomocí tohoto rychlotelegrafu bylo možné vysílat zprávy rychlostmi od 150 do 1500 značek za minutu. Rychlotelegraf byl nasazen do praktického provozu v roce 1868 na lince z Londýna do indického Karáčí na vzdálenost 8867 km.

Rok předtím tento neúnavný telegrafní konstruktér sice nezávisle, ale současně s Wernerem Siemensem (1816 - 1892) objevil dynamoelektrický princip.

Za své objevy byl povýšen do šlechtického stavu a stal se členem mnoha vědeckých akademií ve světě. Při jedné ze svých služebních cest do Francie zemřel v Paříži 19. října 1875 a jeho tělo bylo převezeno do rodné Anglie k pohřbení.

## Literatura

[1] *Seger, J.*: Jak se lidé dorozumívali. Albatros, Praha 1987.
[2] *Freebody, J. W.*: Telegraphy. Pitman Press, Londýn 1959.

**Ing. Jiří Peček, OK2QX**

# MIKROVLNNÉ DÍLY A ANTÉNY PRO PŘENOS VF ENERGIE NA DM, CM A MM VLNÁCH

## POŽADAVKY NA MECHANICKOU KONSTRUKCI ANEB CO BY MĚL ZNÁT KONSTRUKTÉR MECHANICKÝCH DÍLŮ

**Ing. Miroslav Procházka, CSc.**

# Úvod

Mikrovlnná technika je souborný název pro techniku dm, cm a mm vln.

V minulosti, tj. před rokem 1989, byla u nás pěstována na řadě odborných pracovišť, které po roce 1989 postupně „odumíraly".

V současné době se bývalé kolektivy, omlazené o nové pracovníky, dávají opět dohromady a vytvářejí nové, menší podniky, které zmíněnou mikrovlnnou techniku opět používají a rozvíjejí. Pro své systémy však většinou používají výrobky zahraničních firem, což je mnohem snažší, ale nikoliv vždy ekonomické. Řadu méně náročných dílů, zejména pokud jde o části spojovacích vedení a některé antény, je možné realizovat v tuzemsku ve vyhovující kvalitě.

Autor této práce uvedl již v roce 1995 [1] a v roce 1998 [2] řadu informací o technice mikrovlnných obvodů, zejména antén, s cílem podpořit nově se rozbíhající obor mikrovlnné techniky v ČR. Ke konci osmdesátých let sepsal autor, pro vnitřní potřebu tehdejšího VÚSTu v Praze, texty určené pro konstruktéry strojaře, kteří pracovali spolu s odborníky elektroniky na vývoji a realizaci mikrovlnných systémů.

Ve spolupráci s redakcí tohoto časopisu autor přepracoval a modernizoval původní texty a předkládá je čtenářům jako pokračování a rozšíření informací z uvedených prací [1], [2]. V uvodních kapitolách, které seznamují čtenáře s principy přenosu elektromagnetických vln po vedení najde základní informace i širší obec čtenářů modré i červené řady AR.

Mikrovlnný díl jako součást mikrovlnného systému musí splňovat určité požadavky na elektronické a současně i mechanické vlastnosti.

To platí zejména o dílech, pro které hlavním prostředím přenosu elektromagnetické energie jsou vlnovody, koaxiální vedení a v neposlední řadě i mikropásková vedení, tvořící často součást mikrovlnných integrovaných obvodů (MIO), které v současné době zhusta nahrazují bývalé obvody vlnovodové. Požadavky na elektrické vlastnosti mikrovlnných dílů se v podstatě neliší od požadavků na díly pro nižší kmitočtová pásma. Jde opět o co nejmenší ztráty při přenosu energie a o co nejmenší zkreslení přenášeného signálu. Tedy o impedanční přizpůsobení a kvalitu rezonančních obvodů. Zajímají nás však i další veličiny, jako je činitel odrazu a polarizace vln, spojené se šířením elektromagnetických vln v prostoru.

Splnění těchto požadavků je však podmíněno jiným konstrukčním přístupem i jinou výrobní technologii. Všechna omezení a zpřesnění plynou z délky vln v pásmu mikrovln a z toho, že rozměry mikrovlnných dílů jsou srovnatelné s vlnovou délkou. Tak např., jestliže u elektrických dílů pro nižší kmitočtová pásma jsme vystačili s vodiči z mědi, mosazi nebo slitin hliníku, u mikrovlnných dílů musíme povrchy vodičů, i měděných, opatřovat vrstvou stříbra nebo zlata a speciálně je povrchově upravovat. Spoje vodičů, dříve pájené měkkou pájkou, musíme pájet pájkou stříbrnou nebo se pájení zcela vyhnout. Výrobní odchylky, dříve počítané v desetinách mm, musíme zmenšit na setiny nebo tisíciny mm atd. Ještě dalekosáhlejší zpřesnění výrobní technologie nás čeká, použijeme-li při konstrukci mikrovlnné integrované obvody. Tato technika se od klasických trubkových vlnovodů zásadně liší, a to zejména v tom, že mechanická a elektrická konstrukce zcela splývá. Zatímco v klasické vlnovodové technice se konstruktér elektronik soustřeďuje hlavně na řešení elektrických parametrů mikrovlnného dílu a problematiku mechanických vlastností přenechává převážně konstruktérovi dílenského zpracování, pak konstuktér MIO spojuje obě profese a navíc musí ovládat technologie polovodičů a tenkých vrstev.

Hranice mikrovlnného pásma jsou vymezeny kmitočty 300 MHz až 300 GHz, tedy vlnovou délkou 1 m až 1 mm. Vlastní mikrovlnné pásmo se dělí na pásmo decimetrových, centimetrových a milimetrových vln podle tab. 1.

Směrem k nižším kmitočtům navazují mikrovlny na rádiová pásma velmi krátkých vln, respektive metrových vln. Na své horní kmitočtové hranici přecházejí mikrovlny v infračervené záření, respektive v optické vlny.

V této „příručce" se budeme zabývat převážně požadavky na **mechanickou** konstrukci dílů mikrovlnných vedení a anténních systémů, a to proto, že delší a dlouhá vedení stále zůstávají hlavním prostředím pro přenos energie mezi systémy osazenými MIO a směrovými anténami, případně tvoří stále součást přizpůsobovacích obvodů a napáječů antén. U těchto systémů (bez MIO) lze ještě obě profese elektronika a mechanického konstruktéra oddělit. Velmi často však mezi nimi vznikají nedorozumění. Elektronik většinou nezná požadavky na konstrukční zpracování materiálů a mechanický konstruktér ví málo o příslušné elektronické problematice. Následky nedorozumění se bohužel často projeví až při ověřovací výrobě. Praxe ukázala, že je nevýhodné naučit elektronika mechanice, ale zcela postačí, když mechanický konstruktér si osvojí některé znalosti z problematiky elektromagnetických vln. Navíc „starší a zkušení" konstruktéři strojaři v současné době jsou citelně „nedostatkovým zbožím", protože v minulých letech odešli od elektronických firem do příhodnějších zaměstnání. Uvést do problematiky mladé konstruktéry bez zkušeností je hlavním účelem následujícího souboru informací.

V první části se popisují principy techniky vedení včetně problematiky elektromagnetického pole a jeho vyzařovací činnosti. Vše je podáno stručně, jen v rozsahu vhodném pro pochopení některých nároků na mechanickou konstrukci. Při výkladu je kladen důraz na názornost s omezeným nároků na teoretické znalosti čtenáře. Je volen čistě názorný, kvalita-

*Tab.1.* Rozsah částí mikrovlnného pásma

| Rozsah kmitočtů | Vlnová délka | Slovní označení |
|---|---|---|
| 300 MHz - 3 GHz | 1 m - 10 cm | decimetrové vlny ( ultrakrátké vlny) |
| 3 GHz - 30 GHz | 10 cm - 1 cm | centimetrové vlny |
| 30 GHz - 300 GHz | 1 cm - 1 mm | milimetrové vlny |

tivní způsob výkladu s maximálním omezením potřeby matematického aparátu. Předpokládá se ovšem, že základní pojmy z elektrotechniky jsou čtenáři známy.

Ve druhé části jsou probírány aplikace vlnovodové, koaxiální a částečně i mikropáskové techniky opět s omezením na konstrukci stavebních prvků různých vedení.

Ve třetí části je věnována pozornost několika základním typům mikrovlnných antén, u nichž vliv mechanických tolerancí na jejich elektrické parametry (tj. vstupní impedanci a vyzařování) je rozhodující pro výsledný společný výrobek strojařů a elektroniků.

Ve čtvrté části najde čtenář informace o používaných konstrukčních materiálech, kovech a izolantech, včetně používaných výrobních technologií.

Pátá část je věnována tabulkám a mezinárodním standardům vlnovodů s omezením na vyšší kmiotočtová pásma, která v současné době jsou využívána. Koaxiální konektory a kabely zde nejsou podrobně uváděny, čtenář najde velmi obsažnou nabídku různých firem v inzertní části odborných časopisů.

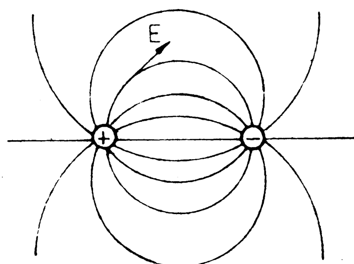
V závěru práce je uveden přehled odborné literatury, která doplňuje, často zásadně, předešlý text. Současně autor předpokládá, že úvodní „teoretická” část bude zajímat i čtenáře, kteří se s problematikou elektromagnetických vln a antén setkávají poprvé nebo mají zájem se podrobněji informovat vůbec.

# 1. Přenos elektrické energie podél vedení

## 1.1 Úvod

Než přistoupíme k popisu jednotlivých stavebních dílů mikrovlnných vedení a budeme se zabývat nároky na jejich mechanickou konstrukci, je třeba seznámit čtenáře s minimem informací ze základů fyziky elektromagnetického pole.

Elektromagnetické pole je médiem, které přenáší vf energii jak ve vzduchu, tak podél vedení, a jak uvídíme dále, zásadně ovlivňuje konstrukci mikrovlnných dílů a antén.




*Obr. 1.2 - 1. Rozložení siločar elektrického pole mezi dvěma nabitými koulemi*

Na nízkých kmitočtech vystačíme při úvahách o elekřině s představou elektrického proudu a napětí. V technice mikrovlnných vedení většinou nelze rozumně měřit proud, respektive napětí, a i když uznáváme jeho realitu, hraje zde vedlejší roli. Na rozdíl od proudu a napětí zabýváme se magnetickými a elektrickými poli a znalost jejich velikosti a prostorového rozložení je pro konstrukci mikrovlnných dílů velmi důležitá.

V dalším uvedeme nejprve něco o základních vlastnostech siločar elektromagnetického pole a znázorníme roli, jakou hrají při přenosu elektromagnetické energie podél vedení, např. dvouvodičového.

## 1.2 Elektrické a magnetické pole

Problematice elektrického a magnetického pole se věnoval v minulém století Faraday a stanovil základní principy chování těchto polí, jimiž se řídíme dodnes.

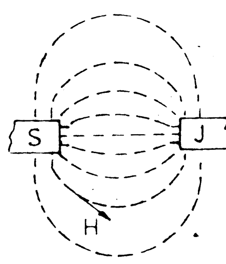
Mezi dvěma nabitými tělesy existují v prostoru silové čáry, respektive silové trubice (čar), které končí na povrchu zmíněných těles. Orientaci těchto siločar znázorňuje obr. 1.2 - 1. Existuje dohoda o orientaci siločar, tj., že vycházejí z tělesa kladně nabitého a končí na tělese záporně nabitém. Siločáry představují určitý silový účinek (působící na jednotkový náboj v prostoru), který se měří intenzitou elektrického pole $\vec{E}$ ve V/m. Z obrázku plyne, že tato síla působí v každém bodě prostoru určitým směrem, což ve fyzice označujeme pojmem vektoru.

Podobným způsobem lze vysvětlit působení sil mezi dvěma magnetickými tělesy, kde kladně a záporně nabité těleso nahradíme severním a jižním polem dvou magnetů. Síla působící na jednotkový magnetický pól je měřítkem magnetické intezity $\vec{H}$ a měří se v A/m (obr. 1.2 - 2).

Podle teorie elektromagnetického pole existují mezi siločarami obou polí vzájemné vztahy, které jsou důležité pro představu o celkovém chování pole.

Jde o následující vztahy:

1. Magnetické siločáry při příčném posuvu okamžitě indukují v prostoru připojené elektrické siločáry. Směr indukované elektrické síly je kolmý ke směru pohybu a kolmý k původní magnetické síle. Intenzita indukované elektrické síly $\vec{E}$ je úměrná intenzitě původní magnetické síly $\vec{H}$.




*Obr. 1.2 - 2. Rozložení siločar magnetického pole mezi dvěma opačnými magnetickými póly*

2. Elektrické siločáry při příčném posuvu indukují okamžitě v prostoru připojené magnetické siločáry. Směr indukované magnetické síly je kolmý ke směru pohybu a také kolmý k původní elektrické síle. Intenzita $\vec{H}$ indukované magnetické síly je úměrná rychlosti $\vec{v}$ přemístění elektrických siločar a intezitě původní elektrické síly.

3. Pohyb elektrického pole o intenzitě $\vec{E}$ společně s magnetickým polem o intenzitě $\vec{H}$ reprezentuje tok energie. Směr toku energie je kolmý k oběma silám $\vec{E}$ i $\vec{H}$ ve směru pohybu rychlostí $\vec{v}$. Velikost toku energie v jednotce objemu a napříč plošné jednotky kolmé ke směru pohybu je úměrná vektorovému součinu složek $\vec{E}$ a $\vec{H}$. Součin nazýváme Poyntingovým vektorem.

Existují ještě další fyzikální vztahy, ze kterých je pro nás důležeté:

4. Siločáry vykazují vlastnosti setrvačnosti, nepodléhají však zrychlení.

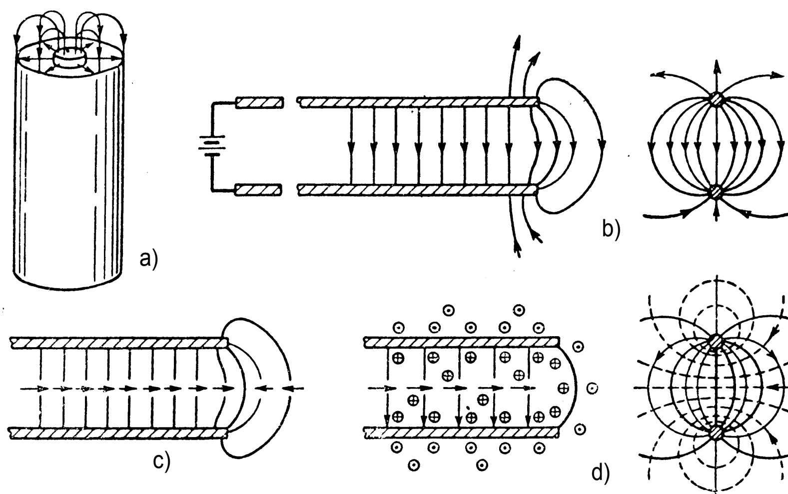
5. Na dokonalém vodiči **neexistuje** tečná složka síly $\vec{E}$. Znamená to, že elektrické siločáry končí na dokonalém vodiči **vždy kolmo k jeho povrchu**. Platí to samozřejmě i pro vodiče dobré, jako jsou měď, mosaz, hliník apod.

## 1.3 Elektromagnetické vlny na vedení

Vyjděme nejprve od stejnosměrného proudu. Představme si monočlánek, mezi jehož oběma elektrodami existuje určitý potenciál, tedy i rozložení elektrických siločár (obr. 1.3 - 1a). Připojíme-li k oběma elektrodám dvoudrátové vedení, tak po velmi krátkém okamžiku nerovnovážného stavu nastane klidový stav, znázorněný na obr. 1.3 - 1b. Protože elektrické siločáry jsou v klidu, neexistují magnetické siločáry, a tedy ani tok elektrické energie.

Orientace siločar je znázorněna na obr. 1.3 - 2 v pravoúhlé souřadné soustavě. Dobrá mnemotechnická pomůcka pro zapamatování orientace siločar v závislosti na směru pohybu energie je pravidlo vývrtky (obr. 1.3 - 3). Pro naše účely to bude výhodné zejména při určování polarizace vln (orientace elektrického vektoru pole v prostoru) a vlivu různých překážek na vedení. Uvedená představa o pohybu elektrických a magnetických siločár nám poslouží i při stanovení okolností šíření elektromagnetické energie.

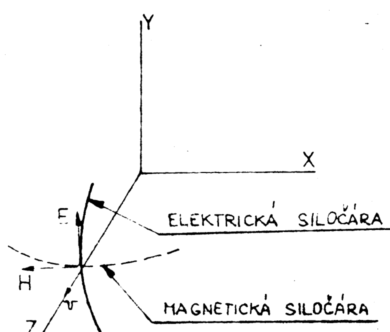
Nahradíme-li jednu ze siločar na konci vedení vodičem, tedy zkratem, silové pole se v okolí zkratu zhroutí (obr. 1.3-1c), převahu dostanou příčné síly působící na siločáry a nastane pohyb siločar podél vedení směrem ke zkratu. Siločáry na začátku vedení



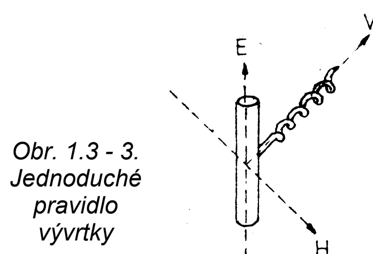

*Obr. 1.3 - 1a, 1b, 1c, 1d. Systém siločar, popisující přenos energie stejnosměrného proudu podél dvoudrátového vedení (—— elektrické siločáry, - - - - magnetické siločáry, ⊕ směr siločáry do nákresny, ⊙ směr siločáry z nákresny)*

jsou nahrazovány dalšími, produkovanými chemickým pochodem v monočlánku. Pohybují-li se elektrické siločáry, víme, že současně vznikají magnetické siločáry a nastává tok energie (obr. 1.3 - 1d). Z rozložení siločar je zřejmé, že jejich maximální hustota je mezi vodiči a v nejbližším jejich okolí. Zde je také oblast, kde se přenáší elektrický výkon, ačkoliv, jak uvidíme dále, vzdálenější prostor není zanedbatelný. Z praxe víme, že při přenosu elektrické energie podél běžných vodičů nastává určitý úbytek výkonu v důsledku ztrát ve vodičích. Tuto situaci je možno vysvětlit následovně.

Na obr. 1.3 - 4 je znázorněno zidealizované a silně zvětšené rozložení elektrických siločar v blízkosti vodiče, který má určitý odpor. Zakřivení siločar v blízkosti tohoto vodiče představuje




*Obr. 1.3 - 2. Orientace elektrického vektoru E a magnetického vektoru H vzhledem k vektoru rychlosti v*




*Obr. 1.3 - 3. Jednoduché pravidlo vývrtky*

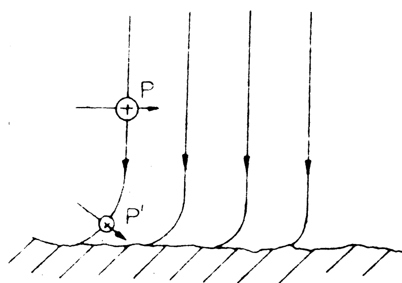
určitý tok energie *P'* směrem do vodiče, a to je právě ona část energie, která se ztratí oteplováním vodiče.

Nahradíme-li jednoduchý zdroj stejnosměrného proudu střídavou elektromotorickou silou, vznikne celá řada jevů, z nichž nejpodstatnější závisejí na kmitočtu. Připomeňme si základní vztahy mezi tzv. vlnovou délkou $\lambda_0$ a kmitočtem *f*. Platí, že:

$\lambda_0 = c/f$,

kde c je rychlost světla $3 \cdot 10^8$ m/s a kmitočet *f* je udán v Hz (cyklech/s).

Vlnová délka odpovídající kmitočtu střídavého proudu v naší rozvodné síti (50 Hz) je 6 milionů metrů. Běžné dálkové vedení střídavého proudu je tedy elektricky krátké, stejně jako každé jiné vedení, přenášející elektrický výkon na nízkých kmitočtech. Znamená to tedy, že změny probíhající na začátku vedení se prakticky projeví ihned na konci vedení. Až na malé podrobnosti, které tady nebudeme probírat, není v tomto případě rozdíl mezi vedením pro střídavý a stejnosměrný proud. Jestliže se však kmitočet zvětší (krátká vlna), vedení je možné pokládat za elektricky dlouhé s tím, že změny, vzniklé na začátku vedení, se nedostanou na konec vedení dříve, než se změní směr toku energie u zdroje (např. při zdroji sinusového napětí). Výsledek může být v krajním případě komplikovaný, protože energie, šířící




*Obr. 1.3 - 4. Zvětšený obraz, ukazující tok výkonu podél špatného vodiče*

se podél vedení, se může odrážet od vzdáleného konce vedení (případně od nehomogenností, diskontinuit na vedení) a putuje zpět směrem ke zdroji. Jev, který nastane na vedení, se nazývá interferencí dvou postupných vln a při tomto jevu vzniknou stojaté vlny. Komplikované poměry jsou na vedení obvykle výjimečné, často je vlnová interference dostatečně jednoduchá a je možno ji i graficky znázornit. Po pravdě řečeno, činnost většiny mikrovlnných obvodů je založena na vlnové interferenci.

Představme si dvouvodičové homogenní vedení (beze změn rozměrů i prostředí) nekonečně dlouhé. Vlny, které vybudíme na začátku vedení, se šíří do nekonečna podél vedení, na vedení nejsou složky vln vzniklé po odrazu a tedy neexistuje interference vln. Je-li kmitočet velmi vysoký, nedostanou se siločáry vyvolané např. maximem napětí zdroje příliš daleko a již napětí zdroje změní svoji polaritu. Přitom vznikne u zdroje druhá skupina siločar, přesně stejných jako jsou předešlé, ale opačného směru. Druhou skupinu bude vzápětí následovat další skupina siločar, totožná s první skupinou, pak bude následovat čtvrtá skupina, totožná s druhou atd., až se docílí rovnovážného stavu. Protože elektrické siločáry jsou v pohybu, musíme předpokládat, že jsou doprovázeny magnetickými siločarami. Obojí mají pro nás stejnou důležitost. Proto není správné uchýlit se pouze k jedněm, jako k určujícím vlastnosti vln. Na obr. 1.3 - 5a jsou znázorněny obě silové složky elektromagnetické vlny, respektive elektrická a magnetická složka elektromagnetického pole na vedení.

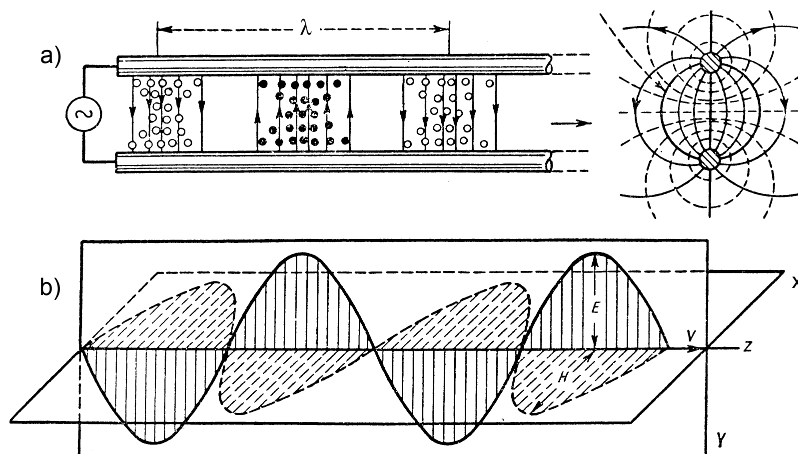
Vzdálenost mezi dvěma následujícími body stejné elektrické fáze na vlně je označována jako vlnová délka $\lambda$. O její závislosti na kmitočtu jsme již psali. Je třeba připomenout, že rychlost šíření $\vec{v}$ je závislá na fyzikálních vlastnostech prostředí, ve kterém jsou vodiče uloženy. Pro prostředí charakterizované permitivitou $\varepsilon_r$ a permeabilitou $\mu_r$ je rychlost šíření dána vztahem:

$v = c/\sqrt{(\varepsilon_r \cdot \mu_r)}$,

takže např. pro teflon s permitivitou $\varepsilon_r = 2{,}1$ a permeabilitou $\mu_r = 1$ bude vlnová délka kratší o činitel $1/\sqrt{2{,}1}$.

K obr. 1.3 - 5b připomeňme, že nezobrazuje stojaté vlny, ale určitý okamžik šířící se elektromagentické vlny podél vedení. Tato vlna je vyvolána sinusovým průběhem elektromotorické síly zdroje. Na nekonečně dlouhém vedení jsou obě složky - elektrická i magnetická - ve fázi.

Praktická vedení vykazují proti šíření vln určitý odpor, říkáme, že vedení má útlum $\alpha$ jednotek na jednotku délky (obvykle dB/m). Tento útlum je vyvolán jednak ztrátovým odporem materiálu vodičů, jednak ztrátami v prostředí, které vedení obklopuje. Amplituda obou složek elektromagnetického

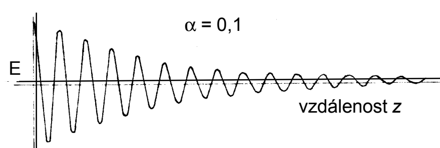



*Obr. 1.3 - 5a, 5b. a) Uspořádání elektrických a magnetických siločar v podélné i příčné části nekonečně dlouhého vedení (● směr siločáry do nákresny, ○ směr siločáry z nákresny), b) Prostorové rozložení elektrického a magnetického vektoru*

pole se pak zmenšuje se vzdáleností od počátku vedení (obr. 1.3 - 6). Při nízkých kmitočtech jsou ztráty ve vodičích hlavní příčinou útlumu. Na vysokých kmitočtech nabývají tyto ztráty na významu a k nim se přidávají i ztráty v prostředí, které vedení obklopuje a kam zasahuje i pole kolem vodičů. Ztráty v okolním prostředí se zejména projevuje tam, kde vedení je podepřeno izolátory nebo vodiče jsou obklopeny dielektrikem (např. koaxiální kabel). Existují též ztráty způsobené tím, že siločáry pole se rozptylují do okolí vedení, tzn., že vedení vyzařuje.

Nekonečné vedení nelze v praxi realizovat, nicméně existují způsoby, jak se mu maximálně přiblížit. Obecně, rezistor připojený napříč na konci krátkého vedení absorbuje část energie postupující podél vedení a odráží zbytek.

Jestliže je odpor rezistoru velmi veliký nebo velmi malý, je odražený výkon podstatný. Vhodným výběrem velikosti odporu je však možné zmenšit odražený výkon na minimum. V ideálním případě je přicházející energie zcela absorbována. Tehdy docílíme stejných podmínek, jako na nekonečně dlouhém vedení. Takový odpor, kterým lze nahradit nekonečně dlouhé vedení, je znám jako **charakteristická impedance** neboli **vlnový odpor $Z_0$** vedení. Tato veličina je závislá na rozměrech vedení a na vlastnostech prostředí mezi vodiči vedení a v jejich okolí. Přehled typických vedení je na obr. 1.3 - 7. O vedení, které je zakončeno charakteristickou impedancí říkáme, že je **impedančně přizpůsobené**.



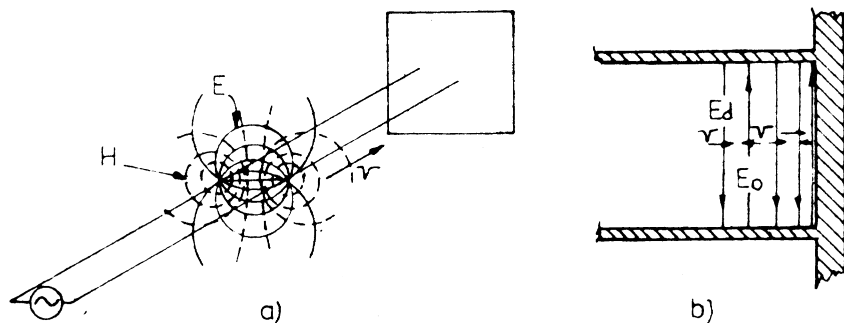

*Obr. 1.3 - 6. Vliv útlumu vedení na postupující vlnové čelo*

Věnujme nyní pozornost případům v konstrukční praxi velmi častým, kde na vedení vzniká odraz energie. Již jsme se zmínili o tom, že v případech, kdy je vedení zakončeno jinou než charakterictickou impedancí, nebo kdy jsou na vedení diskontinuity způsobené impedancí zapojenou do série s jedním nebo s oběma vodiči nebo impedancí zapojenou napříč mezi vodiči, vznikají odrazy různého druhu. Na vyšších kmitočtech vznikají též odrazy tam, kde se rozměry vedení mění skokem. Často stačí změna příčného rozměru jednoho z vodičů (u kaoxiálního vedení apod.), aby vznikl odraz energie. Tyto případy jsou uvedeny dále a jsou pro mechanickou konstrukci vedení všech druhů velmi důležité. Vysvětleme si nyní podmínky odrazu energie na jednoduchém příkladu.

Nechť je dvoudrátové vedení zakončeno příčnou, dobře vodivou deskou. Situace je znázorněna na obr. 1.3 - 8 a, 8b. Protože je obtížné znázornit elektromagnetickou vlnu postupující směrem k odrazné desce, nahradíme ji imaginární tenkou filmovou destičkou se zachyceným rozložením siločar elektrického pole (obr. 1.3 - 8a). Experimentálně je zjištěno, že in-

| | | |
|---|---|---|
| d, b | $Z_0 = 120\cdot\pi\cdot\frac{d}{b}$ pro $d/b \ll 1$ | $Z_0 = 120\cdot\ln\left(\frac{4\cdot d}{b}\right)$ pro $d/b \gg 1$ |
| b, 2d | $Z_0 = 120\cdot\ln\left[\frac{d}{b}\cdot\left(1+\sqrt{1-\left(\frac{b}{d}\right)^2}\right)\right] \approx 120\cdot\ln\left(\frac{2\cdot d}{b}\right) = 276\cdot\log\frac{2\cdot d}{b}$ pro $d/b \gg 1$ | |
| b, d | $Z_0 = \frac{15\cdot\pi^2}{\ln\left(\frac{4}{1-(b/d)}\right)}$ pro $d/b \approx 1$ | $Z_0 = \ln\left(\frac{2\cdot d}{b}\right)$ pro $d/b \gg 1$ |
| b, d, d | $Z_0 = \frac{15\cdot\pi^2}{\ln\left(\frac{3{,}06}{1-(b/d)}\right)}$ pro $d/b \approx 1$ | $Z_0 = 60\cdot\ln\left(\frac{2{,}16\cdot d}{b}\right)$ pro $d/b \gg 1$ |
| b, d | $Z_0 = \frac{15\cdot\pi^2}{\ln 2+\frac{\pi}{2}\cdot\frac{b}{d}}$ pro $d/b \ll 1$ | $Z_0 = 60\cdot\ln\left(\frac{8}{\pi}\cdot\frac{d}{b}\right)$ pro $d/b \gg 1$ |
| 2b, 2a | $Z_0 = 60\cdot\ln\frac{a}{b} \approx 138\cdot\log\frac{a}{b}$ | |
| β, δ | $Z_0 = 60\cdot\ln\frac{\mathrm{tg}(\delta/2)}{\mathrm{tg}(\beta/2)}$ | |
| r, d, b | soufázové buzení $Z_0 = 30\cdot\ln\frac{r^4-(d/2)^4}{b\cdot r^2\cdot d}$ | souměrné (protifázové) buzení $Z_0 = 120\cdot\ln\left\{\frac{d}{b}\cdot\frac{r^2-(d/2)^2}{r^2+(d/2)^2}\right\}$ |

*Obr. 1.3 - 7. Různé druhy dvouvodičového vedení a jejich vlnové odpory $Z_0$*




*Obr. 1,3 - 8a, 8b. Šíření elektromagnetické vlny podél vedení zakončeného vodivou deskou*

tenzita elektrické složky pole je na povrchu odrazné desky zanedbatelně malá, což odpovídá pravidlu č. 5, které jsme uvedli na začátku. Tato skutečnost se dá vysvětlit např. tím, že vodivá deska obrací směr elektrických siločar pole, takže vznikají dva soubory siločar. Jeden soubor má intenzitu $E_d = E$ směrovanou dolů (obr. 1.3 - 8b) a postupuje směrem k odrazné desce (dopadající vlna), druhý soubor má intensitu $E_0 = -E$ směrovanou nahoru a pohybuje se zpět od odrazné desky (odražená vlna). Výsledná elektrická intenzita na povrchu desky je tedy nulová.

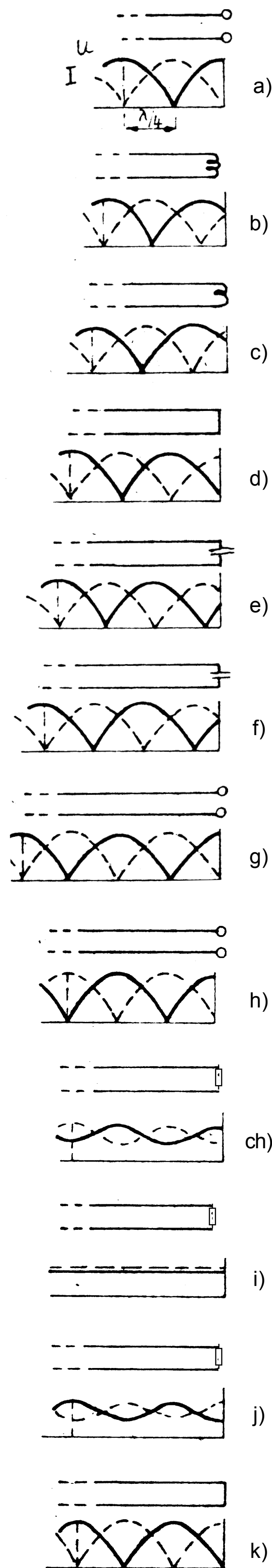
Jestliže odrazná deska je z nemagnetického materiálu, bude magnetická složka pole neovlivněna. Použijeme-li pravidla podle obr. 1.3 - 3, vidíme, že elektrická složka $E_0 = -E$ kombinovaná s magnetickou složkou musí představovat vlnu postupující obráceným směrem. Jestliže obě složky (elektrická i magnetická) mají stejnou amplitudu před odrazem i po odrazu, nastává dokonalý odraz a říkáme, že koeficient odrazu na vedení je roven jedné. Protože směr magnetické složky není ovlivněn, je zřejmé, že výsledná velikost magnetické složky na odrazné desce bude dvojnásobná. Výsledná elektrická složka v okamžiku odrazu je tedy nulová.

Opačná situace nastane, není-li vedení zakončené a je tzv. otevřené. Siločáry magnetického pole mizí, zatímco siločáry elektrického pole nabývají dvojnásobné velikosti. Výsledkem je podobné rozložení intenzit obou složek podél vedení jako v předchozím případě, ale s posuvem o λ/4.

V důsledku odrazu vln na konci vedení vznikají tedy dvě proti sobě postupující vlny, což způsobuje vznik, jak jsme již uvedli, stojatých vln. Vznik stojatých vln je možno odvodit matematicky i spekulativně - fyzikální úvahou. Obojí je mimo rámec tohoto pojednání.

Uvedli jsme, že když je vedení zakončeno dobrým vodičem, jako je např. měď nebo stříbro, nastává téměř dokonalý odraz. Je-li deska z horšího vodiče, např. z oceli nebo ze zinku, je stále ještě většina energie odražena. Použijeme-li desky např. z lisovaných sazí, značná část energie bude pohlcena (absorbována) a pouze malá část se odrazí. Je také důležité vědět, že pronikání elektromagnetického pole do vodivé desky je malé (čím vyšší je kmitočet, tím menší je pronikání), takže k dobrému odrazu postačí tenké kovové fólie. Použití vodivých barev (např. hliníkových) je pro tyto účely nevhodné (jednotlivé částečky kovu jsou od sebe izolovány pojidlem).

Prohlédněmě si obr. 1.3 - 9, kde je znázorněna situace na dvouvodičovém vedení pro různé případy zakončení. Na obrázku jsou stojaté vlny proudu a napětí. Proud a napětí jsou úměrné elektrické a magnetické složce pole a jsou snadněji měřitelné. Z obrázku plyne, že za určitých podmínek zakončení můžeme velmi snadno určit vlnovou délku signálu na vedení. Do intervalu mezi krajní případy, kdy vedení je zakončené zkratem (obr. 1.3 - 9d a 1.3 - 9k) nebo je otevřené (obr. 1.3 - 9a, 1.3 - 9g, 1.3 - 9h) patří řada případů, kdy vedení je zakončené cívkou nebo kondenzátorem s induktivní nebo kapacitní reaktancí (obr. 1.3 - 9e, 1.3 - 9f). Vidíme, že zakončení čistou reaktancí vede k určitému chrakteristickému posuvu minim stojatých vln na vedení. Podobně se změní rozložení stojatých vln, zakončíme-li vedení rezistorem s činným odporem různým od vlnového odporu vedení $Z_0$. Je-li odpor menší než $Z_0$, nastane situace podle obr. 1.3 - 9j, je-li odpor větší než $Z_0$, nastane situace podle obr. 1.3 - 9ch a je-li odpor roven $Z_0$, nastane situace podle obr. 1.3 - 9i. Z posunu minim a velikosti maxima napětí nebo proudu můžeme určit charakter a velikost zátěže, a to i komplexní, tj. složené z reaktance a odporu. Existují matematické nebo grafické metody, kterými lze přesně určit charkter i velikost zátěže na základě změřené polohy minima stojatých vln a jejich amplitudy. Popis těchto metod je mimo rámec tohoto pojednání a čtenáře odkazujeme na odbornou literaturu [1, 2, 4] respektive nyní již i na elektronické přístroje spojené s PC, které měřenou impedanci vyhodnotí automaticky. Pro naše účely postačí si zapamatovat, že odrazy na vedení vedou ke ztrátám přenášené energie nebo ke zkreslení přenášené informace. Musíme se proto snažit udržet odrazy co nejmenší. V praxi se kvalita




*Obr. 1.3 - 9a až 9k. Stojaté vlny, odpovídající různým zakončením vedení*

vedení, respektive mikrovlnných obvodů, udává obvykle tzv. **činitelem**

**stojatých vln *ČSV*** (**poměr stojatých vln *PSV***) a někdy též přímo koeficientem odrazu ρ. Vztah mezi *ČSV* a ρ je:

$ČSV = (1 + \rho)/(1 - \rho)$

nebo obráceně:

$|\rho| = (ČSV - 1)/(ČSV + 1)$.

Vztah mezi přeneseným a odraženým výkonem na vedení, kde je nějaký odraz energie, se určí ze vztahu mezi tzv. **koeficientem přenosu *p*** a koeficientem odrazu ρ, který je:

$p = 1 - \rho^2$.

Je-li tedy odraz nulový, je vedení, respektive přenosový systém, impedančně přizpůsobený.

Připomeňme, že při přenosu velkých výkonů, např. v radiolokaci, může při vzniku stojatých vln na vedení nastat elektrický výboj (přeskok) v místech maxim napětí.

Již jsme se zmínili o tom, že rychlost šíření elektromagnetických vln závisí na permitivitě prostředí. Vlnová délka v dielektriku bude kratší než je vlnová délka ve volném prostoru podle vztahu:

$\lambda_g = \lambda/\sqrt{\varepsilon_r}$,

kde permitivita $\varepsilon_r$ je relativní permitivita (dielektrická konstanta) daného prostředí.

Jestliže umístíme tenkou dielektrickou desku o tloušťce *t* s permitivitou $\varepsilon_r$ napříč dvoudrátového vedení (platí též pro koaxiální vedení), lze odražený výkon stanovit podle vztahu:

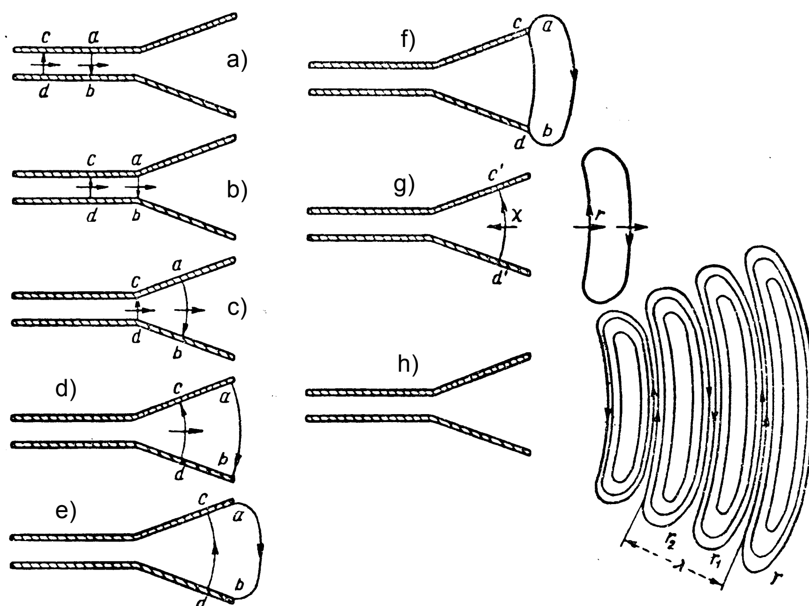
$\rho^2 = (\pi \cdot t / \lambda_0) \cdot (\varepsilon_r - 1)$.

Často nelze z konstrukčních důvodů realizovat dostatečně tenkou desku tak, abychom zajistili co nejmenší odražený výkon. Tehdy lze využít interferenčních vlastností vln a učinit tloušťku destičky rovnou polovině vlnové délky v danném dielektriku. Amplituda vlny odražené od jedné stěny desky bude téměř shodná s amplitudou vlny odražené od druhé stěny desky. Protože jsou obě stěny od sebe vzdáleny o polovinu vlnové délky, budou vlny v místě odrazu v protifázi a budou se rušit, takže výsledný odraz bude nulový.

Tento princip se využívá i jinde, např. při konstrukci dielektrických krytů pro antény, a bude o něm později ještě podrobněji pojednáno.

Na tomto místě je vhodné připomenout ještě dva zajímavé a potřebné případy krátkého vedení. Jde o vedení dlouhé čtvrt vlny, zakončené zkratem (nakrátko), které na svém vstupu má nekonečnou impedanci a používá se jako „bezkontaktní izolátor“ v řadě mikrovlnných obvodů. Podobné vedení dlouhé čtvrt vlny, zakončené nekonečnou impedancí čili prakticky otevřené (naprázdno), se chová na svém vstupu jako zkrat. Uvedené vlastnosti je možné si ověřit na obr. 1.3 - 9 podle průběhu křivky proudu.

Podrobnější informace grafickou formou najde čtenář v modré řadě AR z roku 1995 [1].



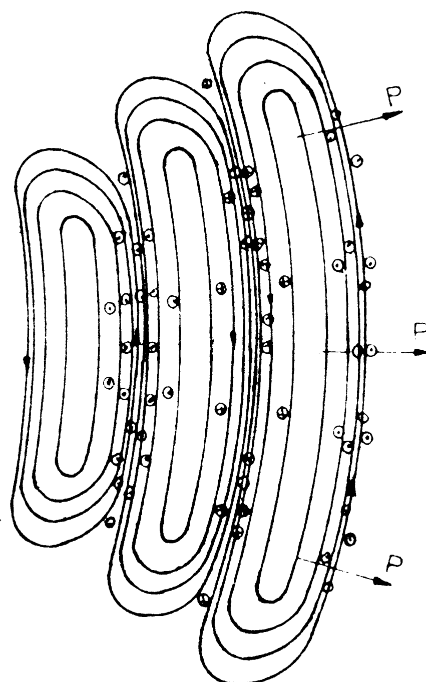

*Obr. 1.4 - 1a až 1h. Zidealizovaná představa vyzařování z otevřeného konce dvoudrátového vedení*

## 1.4 Prostorové elektromagnetické vlny - vyzařování

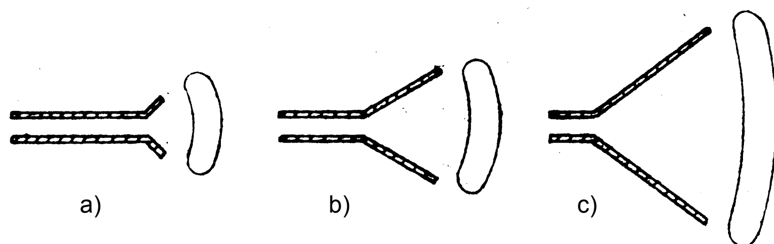
Popsat princip vyzařování elektromagnetických vln lze nejlépe na základě fyzikálních znalostí s pomocí souboru rovnic, počínaje rovnicemi Maxwelovými. Protože jsme si dali za úkol co možná vyloučit z našeho pojednání matematické formulace, použijeme opět kvalitativní metodu založenou na představě elektromagnetického pole jakožto pole silového s daným rozložením elektrických a magnetických siločar.

Prostorové elektromagnetické vlny včetně vln rádiových se neliší, v podstatě, od vln na dvouvodičovém vedení. Liší se pouze v důsledku prostředí, kterým se šíří. V jednom případě jsou vlny vázány na vodiče vedení, ve druhém se odpoutaly od vodičů a šíří se volně do okolního prostoru.

Předpokládejme dvouvodičové vedení na jednom konci se rozbíhající (obr. 1.4 - 1). Pro zjednodušení výkladu budeme pozorovat chování pouze elektrických siločar vzájemně vzdálených o polovinu vlnové délky (a-b a c-d). Rozumí se, že tyto siločáry jsou obklopeny mnoha dalšími vpředu a vzadu. Elektrické siločáry jsou současně doprovázeny magnetickými siločarami orientovanými kolmo na elektrické siločáry. Siločáry se pohybují podél vedení rychlostí světla (ve vakuu). V části vedení, kde jsou siločáry rovnoběžné, zůstává siločára a-b přímá, ale jakmile se tato siločára dostane do rozšířené části vedení, začne se zakřivovat, zachovávaje podmínku kolmosti na vodič (obr. 1.4 - 1c). Když se siločára a-b dostane na konec vedení (obr. 1.4 - 1d), následující siločára c-d je stále ve vzdálenosti půl vlnové délky za ní. Protože se předpokládá, že siločáry mají setrvačnost, střední část siločáry a-b pokračuje v pohybu mimo konce vedení, přičemž konce siločáry zůstávají „přilepeny“ ke koncům vodičů ( obr. 1.4 - 1e). Mezitím, a dříve, než siločára a-b začne putovat zpět, přiblíží se siločára c-d, takže oba konce siločar splynou (obr. 1.4 - 1f). V následujícím okamžiku se siločáry štěpí (obr. 1.4 - 1g), kdy část energie $\vec{r}$ postupuje dále a část energie odražené $\vec{x}$ postupuje zpět.Postupující energie $\vec{r}$ představuje určitou ztrátu energie a pro zdroj (např. pro vysílač) představuje určitý zatěžovací odpor.




*Obr. 1.4 - 2. Průřez elektromagnetickou vlnou vyzařovanou z otevřeného konce vedení. Elektrické siločáry leží v rovině nákresny, magnetické siločáry jsou kolmé k nákresně*



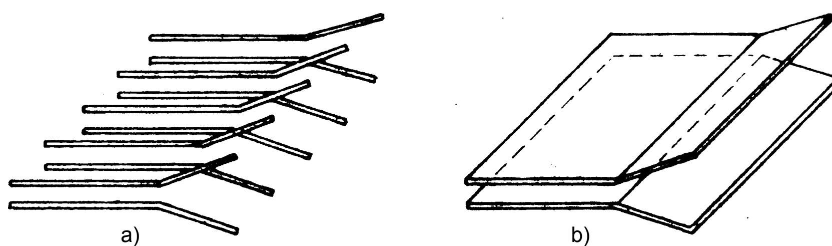

*Obr. 1.4 - 3a, 3b, 3c. Zvětšování ústí vede k vyrovnání čela vlny*

Odražená část energie $\vec{x}$ se projevuje jako tzv. zdánlivý odpor a reprezentuje energii, která se vrací zpět do zdroje. Popsaný jev se opakuje postupně tak, jak přicházejí další skupiny siločar, takže vyzařování je průběžné.

Na čele vlny jsou obě složky pole elektrická $\vec{E}$ i magnetická $\vec{H}$ na sebe kolmé a ve fázi. Protože čelo vlny je zakřiveno, jak je vyznačeno v řezu na obr. 1.4 - 2, jsou jednotlivé složky Poyntingova vektoru (viz zákon č. 3 v kapitole 1.2), které určují směr toku energie, trochu rozbíhavé. Výsledkem je, že pouze část výkonu se dostane do žádaného směru (u směrových antén). Plyne z toho, že pro získání velké směrovosti by mělo být vyzařované čelo co možná rovinné. Na obr. 1.4 - 3a, 3b, 3c je zobrazena série uspořádání konců dvouvodičových vedení a situace siločar (velmi přibližně). Ukazuje se, že zvětšení tzv. ústí (apertury) mezi dvěma vodiči takového základního zářiče může vyrovnat čelo vlny a zvětšit soustředění enerie do jednoho směru.

Zatím jsme se zajímali o směrovost v rovině obou vodičů (rovina nákresny). Experimenty ukazují, že v rovině kolmé je směrovost poněkud menší. Uspořádáním podle obr. 1.4 - 4a můžeme zvětšit směrovost i v této rovině.

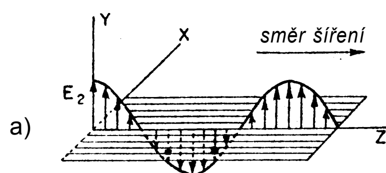
Zvětšením počtu zářičů se přibližíme situaci podle obr. 1.4 - 4b, která nahrazuje vodiče jednotlivých zářičů vodivými deskami. Dostáváme jakýsi vlnovodový trychtýř, což je základ **mikrovlnné trychtýřové antény**. **Obecně platí pravidlo, že čím větší je plocha ústí, tím větší bude směrovost zářiče - antény**. Obr. 1.4 - 4b slouží pouze k ilustraci popsaných poměrů. V technice mikrovlnných antén máme mnohem účinnější antény, jak bude uvedeno v části o anténách.

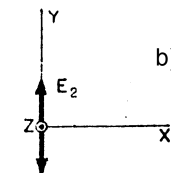



*Obr. 1.4 - 4a, 4b. Možnost zvětšení ústí*

*lineární polarizace*

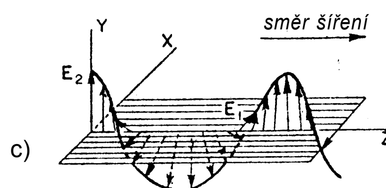
a)

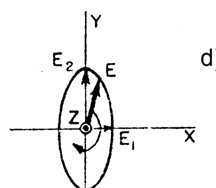



*eliptická polarizace*

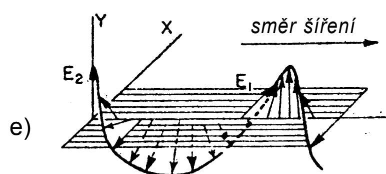
c)

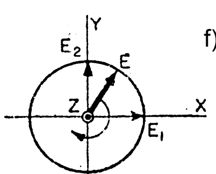



*kruhová polarizace*

e)




*Obr. 1.4 - 5a až 5f. Polarizace elektromagnetické vlny*

Model rozložení siločar v postupující vlně podle obr. 1.4 - 2 je pouze schematický, nicméně vidíme, že v důsledku neexistence magnetických siločar v horní a dolní části oblouku se energie nevyzařuje. Současně si všimněme, že čelo vlny je velmi podobné části kružnice, respektive části povrchu koule, takže čím větší bude vzdálenost od zářiče, tím větší bude „smyčka“ siločar, ale tim „řidší“ bude energie elektromagnetického pole. Říkáme že jde o šíření **kulové elektromagnetické vlny**.

Postavíme-li v určité vzdálenosti proti šířící se vlně podobné ústí antény, můžeme podobným postupem popsat příjem elektromagnetických vln. Z předešlého plyne, že účinná vysílací anténa je též účinnou anténou přijimací, takže obě antény lze zaměňovat. Hovoříme o principu **reciprocity**, který platí v podstatě o všech parametrech antény.

Tvar čela šířící se vlny a uspořádání složek - elektrické a magnetické - určuje typy vln. Při řešení otázek šíření vln se často používá pojmů **rovinná vlna**, která je idealizovanou částí kulové vlny ve velké vzdálenosti. Tato rovinná vlna má pouze dvě na sebe kolmé složky - elektrickou a magnetickou, obě kolmé ke směru šíření. To znamená, že neexistuje složka $\vec{E}$ nebo $\vec{H}$ ve směru šíření. Tato vlna náleží k typu vln, známých jako **příčná elektromagnetická vlna TEM**. V dalším se setkáme s jinými vlnami, označovanými jako **příčná elektrická vlna TE** nebo **příčná magnetická vlna TM**.

Orientace elektrické složky elektromagnetické vlny v prostoru určuje tzv. **polarizaci vlny**. Posuzujeme-li orientaci elektrické složky vůči zemskému povrchu, pak rozlišujeme dva případy - **vertikální polarizaci**, je-li elektrická složka kolmá k zemskému povrchu a **horizontální polarizaci**, je-li elektrická složka rovnoběžná se zemským povrchem.

Pokud elektrická složka nemění svoji orientaci v prostoru, mluvíme o **lineární polarizaci** (viz obr. 1.4 - 5a). Na obr. 1.4 - 5b je vlna pozorována z kladného směru osy z (vlna se blíží k pozorovateli). Elektrické pole se mění pouze ve své velikosti mezi kladnou a zápornou hodnotou (ve smyslu orientace osy y).

Existují však způsoby a případy, kdy se vytvoří součet dvou vln stejného kmitočtu, které se šíří stejným směrem, avšak s různou amplitudou a fází elektrických složek, a které jsou na sebe kolmé. Tehdy vznikne tzv. **eliptická** polarizace (obr. 1.4 - 5c, 5d), při které vrchol elektrické složky opisuje v prostoru eleipsu. Osa této elipsy může být v rovině polarizace (rovina x, y) libovolně natočena.

Případ lineární polarizace je tedy pouze speciální případ eliptické polarizace, u které složka $E_1$ = 0. Rovnají-li se obě složky $E_1 = E_2$ a jsou-li fázově

posunuty o 90°, vznikne tzv. kruhová polarizace (obr. 1.4 - 5e, 5f). Na tom, zda fáze složky $E_2$ předbíhá nebo se zpožďuje oproti složce $E_1$ pak závisí smysl otáčení výsledné složky *E*. Hovoříme pak o **pravotočivé** nebo **levotočivé** kruhové polarizaci. Smysl točení elektrických složek vztahujeme vždy ke směru šíření vlny. Existuje dohoda, že smysl otáčení elektrické složky posuzujeme při šíření vlny od pozorovatele. Na obr. 1.4 - 5d, 5f jsou tedy vyznačeny levotočivé polarizace.

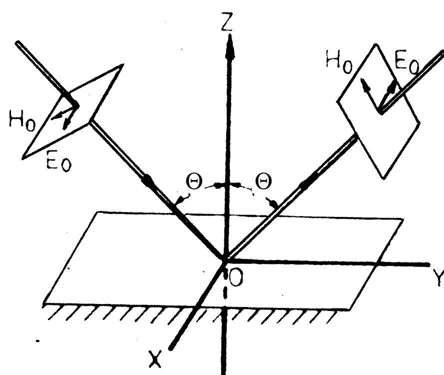
## 1.5 Odraz a ohyb prostorových vln na vodivých rozhraních

V předešlé části o vlnách na vedení jsme poznali, že vlna postupující podél homogenního vedení se částečně nebo zcela odráží od náhlé změny v rozměrech vedení (diskontinuity) nebo od vodivé nebo dielektrické překážky.

Podobná situace existuje i v podmínkách šíření elektromagnetických vln ve volném prostoru. Můžeme připomenout, že první pokusy, které prováděl H. Hertz, a které měly potvrdit existenci elektromagnetických vln, spočívaly v experimentech s odrazem nebo lomem elektromagnetických vln.

V následujích částech tohoto pojednání budeme potřebovat znalosti o odrazu vln, abychom vysvětlili šíření vln ve vlnovodech a při popisu některých vlastností antén, důležitých pro mechanickou konstrukci.

Předpokládejme rovinnou vlnu, dopadající šikmo na vodivou desku (obr. 1.5 - 1). Směr, podél kterého se vlna šíří (normála k čelu vlny), se nazývá **dopadající paprsek**. Protíná vodivý povrch v bodě O a svírá s kolmicí k povrchu OZ úhel Θ. Po odrazu vlny se změní směr normály této nové vlny a normála odražené zlny svírá s kolmicí OZ opět úhel Θ. Tento druhý paprsek označujeme jako **odražený paprsek** a jeho úhel s kolmicí OZ označujeme jako **úhel odrazu**. Rovina, která obsahuje dopadající paprsek, kolmici OZ a odražený paprsek, se nazývá **rovina dopadu**. Dopadající a odražený paprsek leží tedy v jedné rovině a jejich úhly dopadu a odrazu jsou stejné.




*Obr. 1.5 - 1. Odraz vlny při šikmém dopadu na vodivou rovinu pro případ, že elektrická složka je kolmá k rovině dopadu*

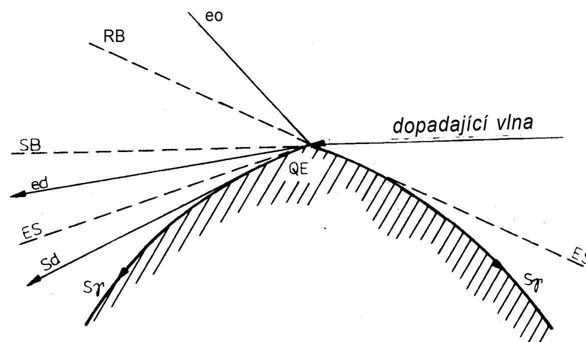
Při šikmém dopadu jsou důležité dva případy - případ, kdy leží elektrická složka pole v rovině dopadu a případ, kdy leží magnetická složka v rovině dopadu. Na obr. 1.5 - 1 jsou vyznačeny směry elektrické a magnetické složky pro první případ.

Všimněme si, že po odrazu vlny, jejiž elektrická složka je orientována rovnoběžně s plochou, se mění orientace elektrické složky o 180° (viz též obr. 1.3 - 8b).

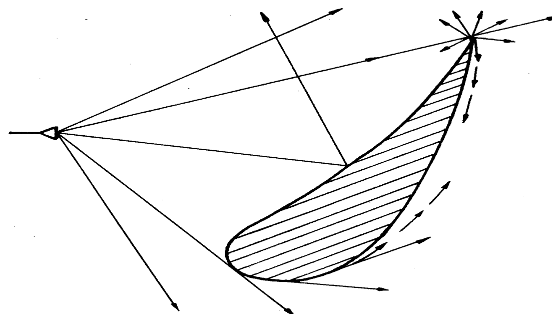
Pozn.: *Změna směru elektrické složky při odrazu vlny od vodivé plochy má důležitý důsledek při odrazu kruhově, resp. elipticky polarizované vlny. Po odrazu těchto vln se změní smysl polarizace, tedy např. z pravotočivé na levotočivou. Tuto skutečnost je třeba si uvědomit při konstrukci reflektorových antén, kdy na každém reflektoru se mění smysl polarizace vlny.*

## 1.6 Rozptyl vln a vlna povrchová

Při dopadu elektromagnetických vln na zakřivená tělesa a na jejich okraje nastává rozptyl vln, v odborné literatuře nazývaný difrakce. Je to jev vlastní všem fyzikálním pochodům, kde se šíří energie ve tvaru vlnění. Teoretický výklad je mimo rozsah našeho pojednání. Pro naše účely uvedeme pouze výsledné účinky difrakce, které se týkají problematiky antén. Přitom je třeba vědět, že právě **nevhodná mechanická konstrukce některých částí antén často způsobí potíže s dodržením požadovaných elektrických parametrů**, konkrétně tvaru vyzařovacího diagramu.




*Obr. 1.6 - 1. Dopadající, odražené a rozptýlené paprsky včetně přidružených stínů a rozhraní odrazu. Průmět do roviny kolmé ke hřbetu v místě rozptylu*



*Obr. 1.6 - 2. Celková situace dopadajících a rozptýlených paprsků včetně povrchových paprsků v okolí části obecné odrazné plochy*

Na obr. 1.6 - 1 je naznačeno vodivé těleso s osrým hřbetem mezi dvěma zakřivenými plochami. Dopad elektromagnetické vlny na tento hřbet vyvolá **odraženou vlnu a roztptýlenou vlnu** (paprsky eo a ed) a dále vlnu, která se šíří podél zakřiveného povrchu ve stínu - **povrchovou vlnu** (paprsky sr a sd). Tečny v bodě QE, označené ES, ohraničují oblasti mezi rozptýlenými a povrchovými paprsky. Rozhraní stínu dopadajících paprsků vyznačuje přímka SB a přímka RB vyznačuje rozhraní stínu odražených paprsků.

Schematický obraz celkové situace v okolí vodivého tělesa, na které dopadá vlnění z bodového zdroje, ukazuje obr. 1.6 - 2. Z předešlého tedy plyne, že konstrukční návrh částí antén, na které dopadá elektromagnetické pole, musí respektovat tyto skutečnosti. O hlavních podmínkách konstrukce bude z tohoto hlediska pojednáno dále.

## 1.7 Elektromagnetické vlny ve vlnovodech

V kapitole 1.3, kde jsme popisovali šíření elektromagnetických vln podél dvouvodičového vedení, jsme uvedli též situaci na vedení po odrazu vlny od konce vedení a víme, že postupující i odražená vlna spolu inteferují a vytvářejí na vedení oblasti s maximem intenzity elektrického nebo magnetického pole a oblasti s minimem respektive nulovou velikostí těchto veličin. V kapitole 1.5 jsme věnovali pozornost situaci, která vznikne po odrazu rovinné vlny od rovinné vodivé desky.

Na obr. 1.5 - 1 je vyznačen případ, kdy rovinná elektromagnetická vlna dopadá pod úhlem Θ na vodivou rovinu XY. Vidíme, že po odrazu je zacho-

vána podmínka, že úhel dopadu se rovná úhlu odrazu, ale směry složek pole *E* a *H* jsou otočeny o 180°. To je dáno podmínkou, že na vodivé rovině je tečná složka elektrického pole nulová. Aby to platilo, musí být elektrická složka odražené vlny v protifázi s elektrickou složkou vlny dopadající.

Na základě předešlého výkladu se věnujme chování elektromagnetické vlny v duté trubici - ve vlnovodu. Na obr. 1.7 - 1 je zobrazena postupně situace v části vlnovodu s obdélníkovým průřezem s rozměry *a* x *b*. Pozornost je věnována podélnému řezu, tedy rovině xz. Předpokládejme, že směr elektrických siločar je kolmý k širší straně vlnovodu (k nákresně) a tedy tečný k bočným stěnám vlnovodu. Na obr. 1.7 - 1a vidíme jedno čelo vlny 1, nejlépe s maximem amplitudy, která právě vstoupila do vlnovodu ze spodní části obrázku. Čelo vlny postupuje rychlostí $v_1$→ a je nakloněno vůči levé boční stěně o úhel Θ. Odraz od levé stěny bude tedy totožný s již zmíněným případem, znázorněným na obr. 1.5 - 1. Část vlny 2, která byla již dříve odražena, je znázorněna bezprostředně pod vlnou 1. Na obr. 1.7 - 1b je znázorněna stejná situace, jako na obr. 1.7 - 1a, ale o určitý časový úsek později, kdy čelo vlny již postoupilo ve vlnovodu dále. Vidíme zde již kompletní čelo vlny 2 a část čela vlny 3. Za čelem vlny 1 je vyznačeno ve vzdálenosti λ/2 minimum intenzity postupující vlny, které označíme 1'. Čelu vlny s maximem 2 pak odpovídá minimum 2', které právě prošlo odrazem. Na dalších obrázcích na obr. 1.7 - 1 je zachycena celá situace ve vlnovodu. Vidíme, že ji můžeme charakterizovat jako mnohonásobný „cik cak" odraz dílčích vln nebo jako jednu vlnu se zalomeným čelem. Zaměříme-li pozornost pouze na jeden bod čela vlny, např. na bod dopadu 5 na obr. 1.7 - 1d, pak vidíme, že rychlost, s jakou se pohybuje podél boční stěny, je větší než je rychlost čela vlny. Tuto rychlost:

$v_z = v/\sin\Theta$

označujeme jako **fázovou rychlost**. Setkáme se s ní i v jiných případech v přírodě, např. na břehu řeky, kde vlny, které postupují šikmo ke břehu, vytvářejí u břehu rychleji postupující uzel.

Vraťme se opět k obr. 1.7 - 1d a sestavme geometrický vztah mezi rozměrem vlnovodu a vlnovou délkou $\lambda_0$. Mezi úsečkami, označenými *a* a $\lambda_0/2$, můžeme vytvořit pravoúhlý trojúhelník, pro který bude platit:

$\cos\Theta = \lambda_0/2a$.

Protože platí, že:

$\sin\Theta = \sqrt{(1 - \cos^2\Theta)}$,

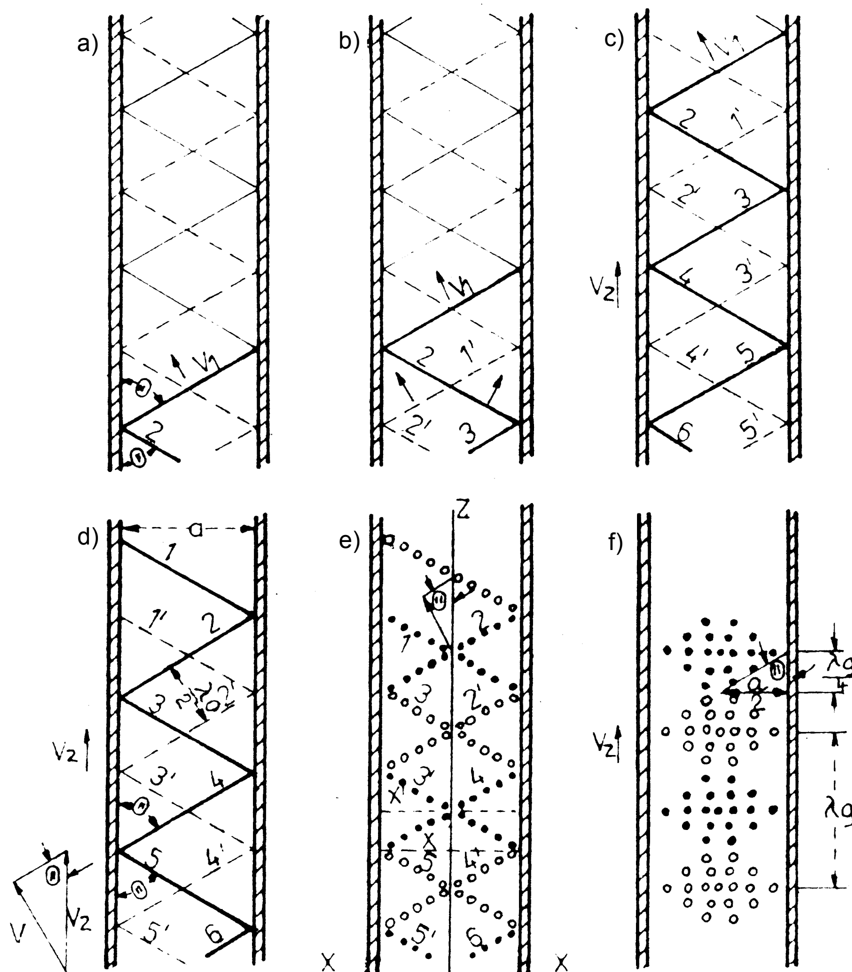
bude:

$\sin\Theta = \sqrt{[1 - (\lambda_0/2a)^2]}$ a $v_z = v/\sqrt{[1 - (\lambda_0/2a)^2]}$.

Z tohoto vztahu plyne, že pro veliké vlnovody, tedy pro $\lambda_0 < 2a$, se bude fázová rychlost $v_z$ blížit rychlosti čela vlny *v*. Jestliže vlnová délka $\lambda_0$ se blíží rozměru 2*a*, roste fázová rychlost $v_z$ do nekonečna. Speciální případ, kdy vlnová délka $\lambda_0 = 2a$, nazýváme kritickým (mezním) případem a vlnovou délku **kritickou vlnovou délkou** $\lambda_c = 2a$. Kritické vlnové délce odpovídá **kritický kmitočet** $f_c = v/\lambda_c$. Za shora popsané situace dopadají dílčí vlny na stěny vlnovodu kolmo a podél vlnovodu se nešíří žádná energie. To platí samozřejmě i pro délší vlny, než je vlna kritická $\lambda_c$.

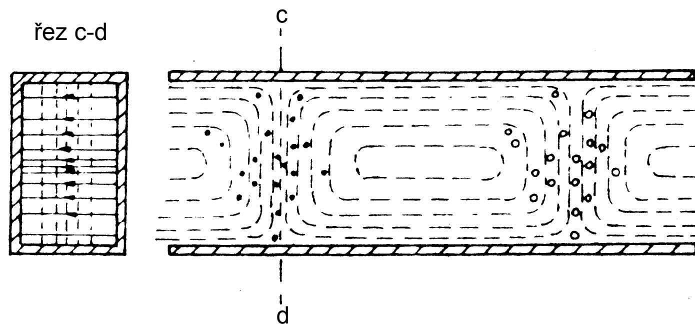
V kapitole 1.5 jsme uvedli, že po odrazu elektromagnetické vlny, jejíž elektrická složka je rovnoběžná s odraznou plochou, se obrátí směr elektrických siločar. Použijeme-li tento princip na naš případ vlnovodu, vidíme, že v případě, kdy jsou elektrické siločáry v části vlnového čela 1 obráceny dolů (obr.1.7-1a), jsou v části 2 obráceny nahoru. Dovedeme-li tento princip důsledně do všech vyznačených vlnových čel 1, 2, 3 atd., bude se směr elektrického vektoru měnit střídavě podle obr. 1.7 - 1e (bílé a černé body). Podobně se mění směr elektrických siločar na čelech 1', 2', 3' atd., ovšem obráceně, protože čela jsou posunuta o půl vlny. Tím se vytvoří ve vlnovodu celé oblasti se střídáním směru siločar, navzájem pravidelně vzdálené, které se pohybují podél vlnovodu fázovou rychlostí $v_z$. Můžeme tedy říci, že podél vlnovodu se pohybuje elektromagnetická vlna s uvedeným rozložením elektrických siločar (obr. 1.7 - 1f). Všimeme si, že napříč vlnovodu podél osy x je okamžitá hodnota elektrické složky nulová, ale napříč osy x' je nenulová s tím, že u stěn vlnovodu je nulová a mění se podle sinusovky s maximem uprostřed. Podobně sinusově se v každém okamžiku mění elektrická složka i podél vlnovodu ve směru osy z. Protože u tohoto rozložení pole ve vlnovodu neexistuje podélná elektrická složka ve směru osy z, nazýváme tuto elektromagnetickou vlnu **příčnou** neboli **transverzální** a označujeme ji symbolem TE.

Nerozlučnou složkou elektromagnetické vlny je i magnetická složka, tedy magnetické siločáry. Z kapitoly 1.5 víme, jak se chová magnetická složka po odrazu od vodivé roviny. Zejména jak mění svůj směr tak, aby bylo zachováno pravidlo pravotočivé vývrtky. Rozložení elektrické složky na obr. 1.7 - 1 můžeme tedy doplnit rozložením magnetické složky. Bude opět různé v různých místech vlnovodu. Zvolíme-li opět osu x', je možno pro tento případ odvodit, že magnetic-

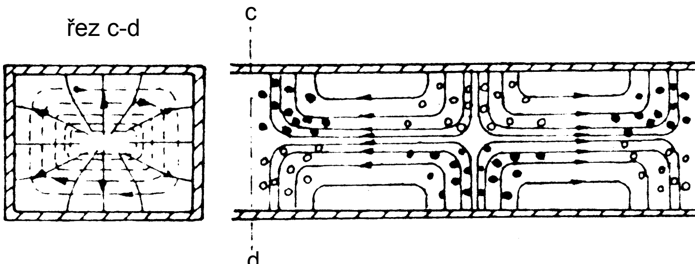



*Obr. 1.7 - 1a až 1f. Šíření několikanásobně odraženého čela vlny mezi dvěma kovovými deskami. ——— elektrické siločáry, - - - - - magnetické siločáry O - směr z nákresny, ● - směr do nákresny*

Obr. 1.7 - 2. Orientace elektrických a magnetických siločar základního vidu $TE_{10}$




Obr. 1.7 - 3. Orientace elektrických a magnetických siločar základního vidu $TM_{11}$




ká složka je nulová u každé stěny vlnovodu a mění se sinusově tak, že dosahuje maxima uprostřed mezi stěnami. V tomto případě je magnetická složka dokonale příčná. Sledujeme-li magnetickou složku podél osy x, zjistíme, že je maximální u každé stěny a zmenšuje se cosinusově tak, až dosáhne uprostřed mezi stěnami nulové velikosti. Je zajímavé, že u stěny vlnovodu je magnetická složka orientována podélně s osou z vlnovodu. Magnetické siločáry tvoří tedy u tohoto typu vlny uzavřené smyčky, zatímco elektrické siločáry jsou „nataženy“ mezi horní a dolní stěnou vlnovodu. Uspořádání uvedených siločar je na obr. 1.7 - 2.

Elektromagnetická vlna postupující podél vlnovodu rychlostí $v_z$ má odlišnou vlnovou délku než je délka vlny ve volném prostoru.

Z obr. 1.7 - 1f a 1.3 - 5a je zřejmé, jak se vlnová délka měří. Matematický vztah pro vlnovou délku ve vlnovodu $\lambda_g$ je možno odvodit opět z trojúhelníku na obr. 1.7 - 1f . Po menší matematické operaci odvodíme vlnovou délku ve vlnovodu:

$\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{[1 - ( \lambda_0/2a)^2]}$.

Poměr vlnové délky $\lambda_0$ ve volném prostoru ke kritické vlnové délce ve vlnovodu $\lambda_c$ hraje důležitou roli v technice vlnovodů a nacházíme jej v mnoha vzorcích. Je lépe si tedy pamatovat vztah pro vlnovou délku ve vlnovodu jako:

$\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{[1 - (\lambda_0/\lambda_c)^2]}$.

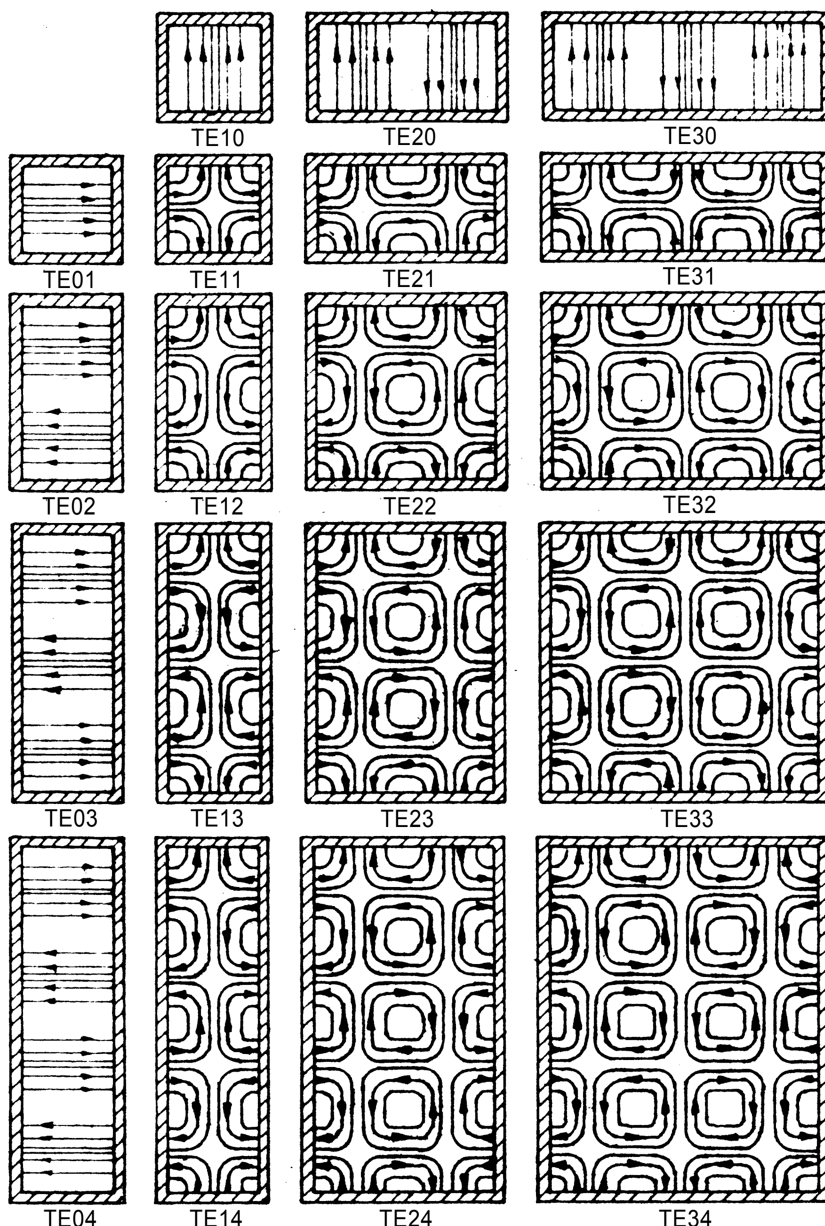
Zde opět odkazujeme čtenáře na modrou řadu AR z roku 1995 [1], kde lze nalézti vhodné nomogramy. Je-li vlnovod vyplněn dielektrikem s konstantami $\varepsilon_r$ a $\mu_r$, použijem vzorec:

$\lambda_g = \lambda_o/\sqrt{[1 - (m\cdot\lambda_o/\lambda_c\cdot\sqrt{(\varepsilon_r\cdot\mu_r)})^2]}$,

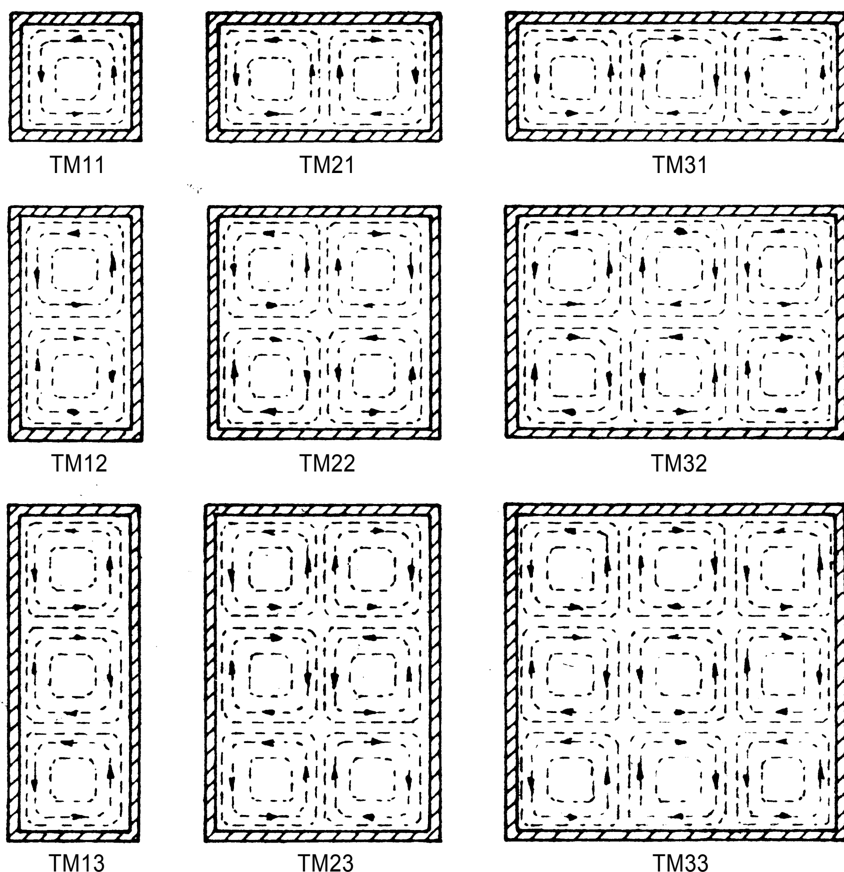
kde m je index, označující příslušný vid vlnění (jak bude vysvětleno dále).

V předešlém textu jsme popisovali jednoduché případy elektromagnetických vln, které se šíří podél dvouvodičového vedení a v dutém vlnovodu s pravoúhlým průřezem. V kap.1.4 jsme se zmínili o Maxwelových rovnicích, které jsou matematickým základem teorie elektromagnetického pole. Protože jsme si stanovili, že v našich výkladech omezíme maximálně matematickou problematiku elektromagnetického pole, musíme i zde pouze konstatovat, že správné a dokonalé řešení podmínek šíření elektromagnetických vln ve vlnovodech je možné pouze za pomoci zmíněných rovnic, jejichž řešení vede k diferenciálním rovnicím, o nichž je známo, že mají několik nebo i nekonečně mnoho řešení. To platí i pro případ vlnovodů, kde se elektromagnetická energie může šířit v různých **typech**, respektive **videch** vln.

Podle typu rozlišujeme vlny na základě orientace jejich elektrických siločar. Vid vlny je určen tím, o kolikáté řešení dané diferenciální rovnice se jedná. Při tom, jak uvidíme dále, různé vidy se liší tvarem rozložení elektrické nebo magnetické složky pole, ale základní charakter vztahu mezi elektrickou a magnetickou složkou zůstává.



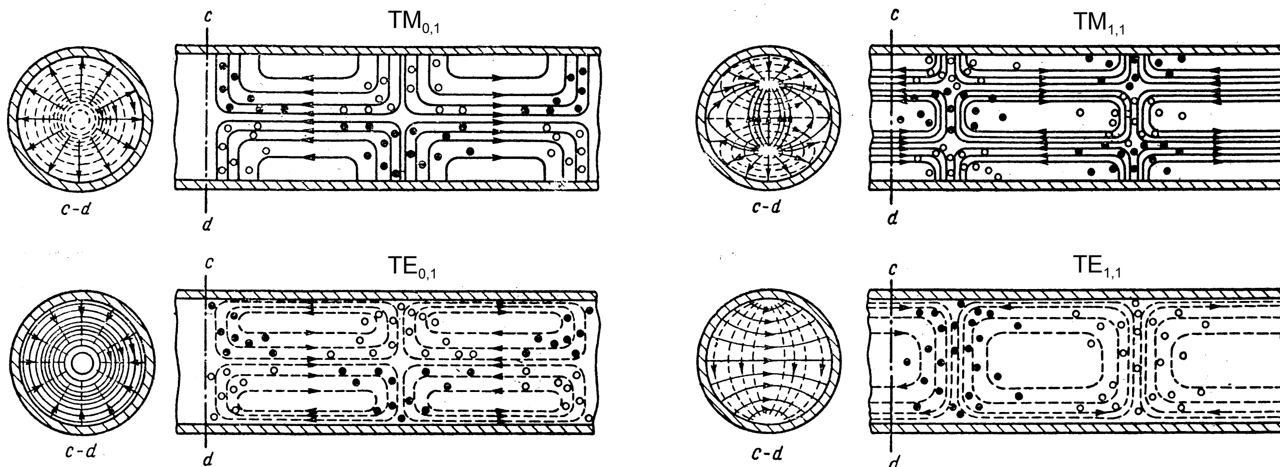

Obr. 1.7 - 4. Vyšší vidy vlny TE v pravoúhlém vlnovodu. Elektrické siločáry



*Obr. 1.7 - 5. Vyšší vidy vln TM v pravoúhlém vlnovodu. Magnetické siločáry*

*a) Pravoúhlý dutý vlnovod*

Zde rozlišujeme dva základní typy vln - příčnou elektrickou vlnu (TE) nebo příčnou magnetickou vlnu (TM). Příčná elektrická vlna nemá žádnou podélnou elektrickou složku (obr. 1.7 - 2),



*Obr. 1.7 - 6. Čtyři jednoduché vyšší vidy v kruhovém vlnovodu*

příčná magnetická vlna nemá žádnou podélnou složku magnetickou (obr. 1.7 - 3).

Vyšší vidy vln TE a TM vznikají ve vlnovodech, jejichž rozměry *a*, *b* jsou větší než udává podmínka pro vznik základní dominantní vlny. Vyšší vidy označujeme typem vlny s indexem m, n, jejichž význam plyne z obr. 1.7 - 4, tedy $TE_{m,n}$ a $TM_{m,n}$.

Kritické vlnové délky pro jednotlivé vidy $TE_{m,n}$ a $TM_{m,n}$ jsou dány vztahem:

$\lambda_c = 2 \cdot a \cdot b / \sqrt{(m^2 \cdot b^2 + n^2 \cdot a^2)}$,

kde *m* a *n* jsou celá čísla 0, 1, 2 , 3, atd.

U příčné magnetické vlny $TM_{m,n}$ jsou opět vyšší vidy charakterizovány uvedenými indexy, avšak na rozdíl od vlny TE neexistuje zde vlna s některým indexem nulovým. Nejnižší - dominantní - vid této vlny bude $TM_{1,1}$ a kritická vlnová délka tohoto vidu bude:

$\lambda_c = \sqrt{[2 \cdot a \cdot b / (a^2 + b^2)]}$.

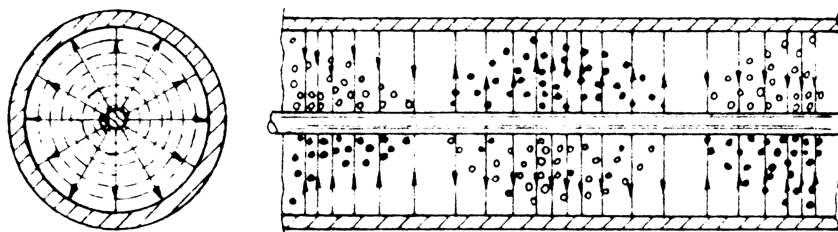
Některé vyšší vidy tohoto typu jsou na obr. 1.7 - 5.

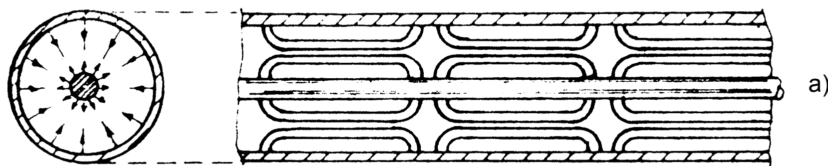
*b) Kruhový vlnovod*

Podobně jako v pravoúhlem vlnovodu, tak i v kruhovém vlnovodu se může šířit řada typů (vidů) vln. Existují zde také dva základní typy vln TE a TM s různými vidy, které opět rozlišujeme indexy m,n. V důsledku jiných souřadnic je systém označování pouze vzdáleně podobný systému pro pravoúhlý vlnovod. Na obr. 1.7 - 6 jsou vyobrazeny elektrické a magnetické siločáry čtyř základních typů a vidů vln v kruhovém vlnovodu. Z těchto pouze vlny $TE_{1,1}$ nacházejí častější použití. Vlna $TE_{0,1}$ má určitou zvláštnost v tom, že se vzrůstajícím kmitočtem klesá její útlum podél vlnovodové trasy. V minulosti se tohoto typu používalo pro dálkové přenosy. V současné době převažují pro dálkové přenosy jiné vlnovody - světlovody. Pokud jde o kritické vlnové délky a vlnovou délku ve vlnovodu, odkazujeme čtenáře opět na literaturu [1] a tab. 2.2 - 2.

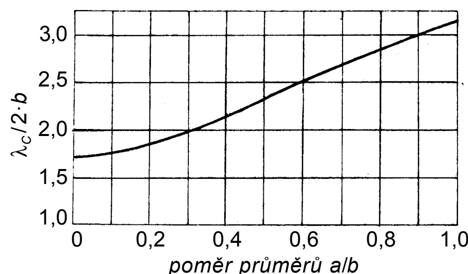
*c) Vlny vyšších vidů v koaxiálním vedení*

Základní rozložení elektrických a magnetických siločar v koaxiálním vedení odpovídá prostorové příčné elektromagnetické vlně TEM (obr. 1.7 - 7). Mimoto může i zde vzniknout uspořádání siločar podobné jako ve vlnovodech, které nazýváme opět vyššími vidy. Na obr. 1.7 - 8a, 8b jsou vyznačeny dva možné vyšší vidy. Vid, ozna-


*Obr. 1.7 - 7. Uspořádání elektrických a magnetických siločar v příčném a podélném řezu koaxiálním vedením. ——— elektrické siločáry, - - - - magnetické siločáry, O - směr z nákresny, ● - směr do nákresny*




Obr. 1.7 - 8a, 8b. Vyšší typy vln v koaxiálním vedení: a) typ TM, b) typ TE



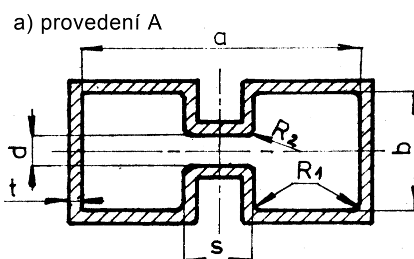

*Obr. 1.7 - 9. Kritická vlnová délka základního vyššího typu vlny v koaxiálním vedení*

čený na obr. 1.7 - 8b, je pravděpodobně nejběžnější. Obecně platí, že vyšší vidy v koaxiálním vedení mohou vzniknout pro nižší kmitočty než v kruhovém vlnovodu srovnatelných rozměrů. Na obr. 1.7 - 9 je křivka vyznačující mez kritických vlnových délek pro základní vyšší vid vlny v koaxiálním vedení.

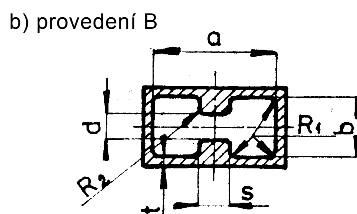
Proč tuto záležitost zde uvádíme. V praxi mohou v koaxiálním vedení vzniknout vyšší vidy v důsledku „nečistého“ spojení dvou vedení (skok v průměru vodičů, nesoustřednost spojení apod.) nebo při konstrukční odchylce od původního elektronického návrhu.

Pozn.: *Při konstrukci vlnovodových spojení dbáme na to, aby rozměry umožňovaly šíření základního vidu. Základní vid se většinou šíří spolehlivě i vlnovody s většími rozměry, než je třeba. Vyšší vidy vznikají na překážkách, ohybech a jiných odrazných místech ve vlnovodu. Vznikají i tehdy, jestliže rozměry vlnovodu principiálně neumožňují jejich šíření, jsou však rychle utlumeny. Vyšší vidy způsobují potíže zejména u napáječů antén, kdy vyšší vid obvykle projde anténou, je vyzářen a po sečtení s původní žádoucí vlnou deformuje diagram záření. Dlužno ovšem připomenout, že existují i vlnovodové obvody včetně antén, jejichž činnost přímo závisí na existenci vyššího vidu. To je ovšem problém, který řeší elektronik a je mimo rámec naší problematiky.*

a) provedení A




b) provedení B



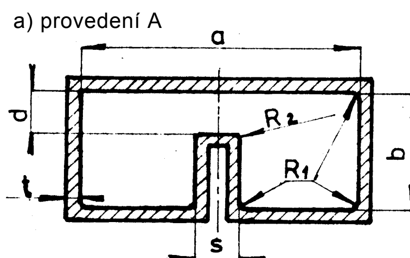

*Obr. 1.8 - 1a, 1b. Vlnovod H*

## 1.8 Další typy vlnovodů

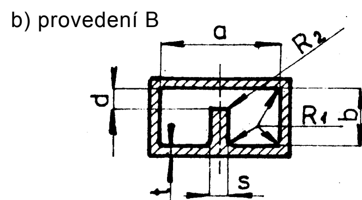
Mimo shora uvedených typů vlnovodů existují další, více či méně používané typy. Pro přenos širšího kmitočtového pásma slouží tzv. vlnovody hřebenové typu H (obr. 1.8 - 1a, 1b) nebo π (obr. 1.8 - 2a, 2b). Rozměry těchto vlnovodů s uvedením kmitočtů, které přenášejí, jsou v tab. 2.2 - 3a, 3b a v tab. 2.2 - 4a, 4b.

Duté vlnovody mohou mít i jiné průřezy, než pravoúhlé. Vlny určitých vidů se mohou šířit i vlnovodem s průřezem trojúhelníkovým nebo eliptickým. Stejně tak je třeba uvést, že mimo vlnovody kovové duté existují vlnovody s tzv. povrchovou vlnou a vlnovody dielektrické.To vše jsou speciality, s nimiž se mechanický konstruktér obvykle nesetká.

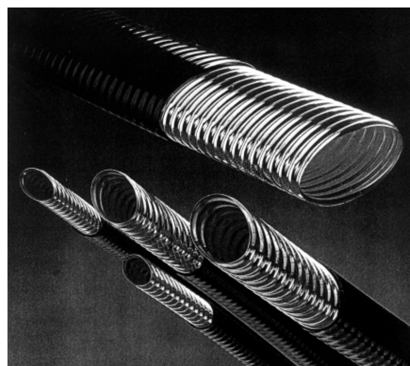
a) provedení A




b) provedení B




*Obr. 1.8 - 2a, 2b. Vlnovod π*



*Obr. 1.8 - 3. Pružný eliptický vlnovod*

Zvláštní případ vlnovodu jsou tzv. vlnovody **ohebné**, zvané též „vlnovce“, a to v provedení obdélníkového nebo eliptického vlnovodu (obr. 1.8 - 3). Tyto vlnovody se zhusta používají pro konečné připojení elektronického systému nebo antény k vlastnímu vlnovodovému napaječi s pevným vlnovodem. Útlum těchto vlnovodů je poněkud větší než útlum vlnovodů pevných.

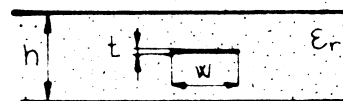
## 1.9 Pásková vedení

V technice mikrovlnných integrovaných obvodů (MIO) a plošných antén všech druhů se setkáme s celou řadou páskových vedení, která se navzájem liší počtem a uspořádáním vodičů i uspořádáním izolačního dielektrického materiálu mezi vodiči.

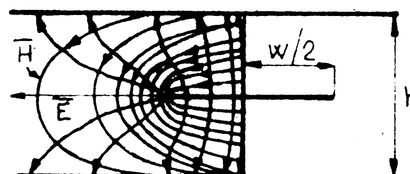
Každý typ vedení má určité přednosti a volba jeho použití závisí na potřebách elektrického návrhu. Zásah mechanického konstruktéra do konstrukce MIO a tištěných antén je ojedinělý a musí být v těsné spolupráci s konstruktérem elektronikem. Nicméně v dalším uvedeme, pro informaci, popis základních dvou typů páskových vedení. Podrobnější informace najde čtenář v odborné literatuře [5, 6].

*a) Symetrické páskové vedení (strip - line)*

Je jedním z prvních páskových vedení, používaných v MIO (obr. 1.9 - 1). Je to třívodičové vedení, jehož oba vnější vodiče jsou připojeny na stejný pól zdroje (potenciál). Střední páskový vodič má stejnou vzdálenost od obou postranních vodičů. Prostor mezi vodiči je vyplněn homogením prostředím, např. dielektrikem.




*Obr. 1.9 - 1. Symetrické páskové vedení*




*Obr. 1.9 - 2. Rozložení elektrických a magnetických siločar v symetrickém páskovém vedení (jedna polovina)*

*Tab. 2.2 - 3a.* Návrh normy H-vlnovodů pro šířku pásma 3,6 : 1 (provedení A a B na obr. 1.8 - 1)

| provedení | kmitočtový rozsah GHz | Mezní kmitočet $TE_{10}$ GHz | Mezní kmitočet $TE_{20}$ GHz | a mm | b mm | d mm | s mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A | 0.108-0.39 | 0.092 | 0.401 | 879.8 | 378.31 | 73.76 | 219.97 |
| A | 0.27-0.97 | 0.229 | 0.999 | 353.47 | 151.99 | 29.64 | 88.37 |
| A | 0.39 - 1.4 | 0.331 | 1.444 | 244.55 | 105.16 | 20.5 | 61.14 |
| A | 0.97 - 3.5 | 0.822 | 3.587 | 98.48 | 42.34 | 8.25 | 24.61 |
| A | 1.4 - 5.0 | 1.186 | 5.176 | 68.25 | 29.34 | 5.71 | 17.07 |
| A | 3.5 - 12.4 | 2.966 | 12.944 | 27.28 | 11.73 | 2.29 | 6.83 |
| A | 5.0- 18.0 | 4.237 | 18.49 | 19.1 | 8.20 | 1.60 | 4.77 |
| B | 12.4- 40.0 | 10.508 | 45.857 | 7.7 | 3.3 | 0.635 | 1.93 |

*Tab. 2.2 - 3b.* Návrh normy H-vlnovodů pro šířku pásma 2,4 : 1 (provedení A a B na obr. 1.8 - 1)

| provedení | Kmitočtový rozsah GHz | Mezní kmitočet $TE_{10}$ GHz | Mezní kmitočet $TE_{20}$ GHz | a mm | b mm | d mm | s mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A | 0.175-0.42 | 0.148 | 0.435 | 753.54 | 350.39 | 148.92 | 188.39 |
| A | 0.267-0.64 | 0,266 | 0,664 | 493.47 | 229.46 | 97.51 | 123.37 |
| A | 0.42- 1.0 | 0.356 | 1.047 | 313.26 | 145.67 | 61.90 | 78.31 |
| A | 0.64- 1.53 | 0.542 | 1.593 | 205.74 | 95.68 | 40.66 | 51.43 |
| A | 0.84- 2.0 | 0.712 | 2.093 | 156.64 | 72.85 | 30.96 | 39.17 |
| A | 1.5 - 3.6 | 1.271 | 3.736 | 87.75 | 40.82 | 17.35 | 21.94 |
| A | 2.0 - 4.8 | 1.695 | 4.984 | 65.79 | 30.60 | 13.00 | 16.46 |
| A | 3.5 - 8.2 | 2.966 | 8.722 | 37.59 | 17.47 | 7.42 | 9.40 |
| A | 4.75 - 11.0 | 4.025 | 11.842 | 27.69 | 12.85 | 5.46 | 6.91 |
| A | 7.5 - 18.0 | 6.356 | 18.660 | 17.55 | 8.15 | 3.45 | 4.39 |
| B | 11.0 - 26.5 | 9.322 | 27.406 | 11.96 | 5.56 | 2.36 | 3.00 |
| B | 18.0 - 40.0 | 15.254 | 44.82 | 7.31 | 3.4 | 1.45 | 1.83 |

*Tab. 2.2 - 4a.* Návrh normy π-vlnovodů pro šířku pásma 3,6 : 1 (provedení A a B na obr. 1.8 - 2)

| provedení | kmitočtový rozsah GHz | Mezní kmitočet $TE_{10}$ GHz | Mezní kmitočet $TE_{20}$ GHz | a mm | b mm | d mm | s mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A | 0.108-0.39 | 0,092 | 0.440 | 792.94 | 356.82 | 45.67 | 134.8 |
| A | 0.27 - 0.97 | 0.229 | 1.096 | 318.57 | 143.36 | 18.34 | 54.15 |
| A | 0.39 - 1.4 | 0.331 | 1.584 | 220.4 | 99.19 | 12.7 | 37.47 |
| A | 0.97 - 3.5 | 0.822 | 3.932 | 88.75 | 39.93 | 5.10 | 15.09 |
| A | 1.4 - 5.0 | 1.186 | 5.674 | 61.52 | 27.69 | 3.56 | 10.46 |
| A | 3,5 - 12.4 | 2.966 | 14.189 | 24.59 | 11.07 | 1.42 | 4.19 |
| B | 5.0 - 18.0 | 4.237 | 20.27 | 17.22 | 7.75 | 0.99 | 2.92 |
| B | 12.4 - 40.0 | 10.508 | 50.27 | 6.93 | 3.12 | 0.41 | 1.17 |

*Tab. 2.2 - 4b.* Návrh normy π-vlnovodů pro šířku pásma 2,4 : 1 (provedení A a B na obr. 1.8 - 2)

| provedení | Kmitočtový rozsah GHz | Mezní kmitočet $TE_{10}$ GHz | Mezní kmitočet $TE_{20}$ GHz | a mm | b mm | d mm | s mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A | 0.175-0.42 | 0.148 | 0.431 | 714.48 | 321.51 | 134.06 | 110.74 |
| A | 0.267- 0.64 | 0.226 | 0.658 | 467.89 | 210.54 | 87.81 | 72.52 |
| A | 0.42 - 1.0 | 0.356 | 1.036 | 297.05 | 133.68 | 55.75 | 46.05 |
| A | 0.64 - 1.53 | 0.542 | 1.577 | 195.12 | 87.81 | 36.63 | 30.25 |
| A | 0.84- 2.0 | 0.712 | 2.072 | 148.51 | 66.83 | 27.86 | 23.01 |
| A | 1.5 - 3.6 | 1.271 | 3.699 | 83.21 | 37.44 | 15.62 | 12.90 |
| A | 2.0 - 4.8 | 1.695 | 4.933 | 62.38 | 28.07 | 11.71 | 9.68 |
| A | 3.5 - 8.2 | 2.966 | 8.632 | 35.66 | 16.05 | 6.71 | 5.54 |
| A | 4.75 - 11.0 | 4.025 | 11.714 | 26.26 | 11.81 | 4.93 | 4.06 |
| B | 7.5 - 18.0 | 6.356 | 18.498 | 16.64 | 7.49 | 3.12 | 2.58 |
| B | 11.0- 26.5 | 9.322 | 27.13 | 11.34 | 5.10 | 2.13 | 1.76 |
| B | 18.0 - 40,0 | 15.254 | 44.393 | 6.93 | 3.12 | 1.30 | 1.02 |

Rozměry *h* i *w* mají být mnohem menší než je polovina vlnové délky v tomto vedení. Základním typem vlny, která se podél vedení šíří, je vlna TEM. Rozložení siločar je na obr. 1.9 - 2. Symetrické páskové vedení je vlastně upravené koaxiální vedení. Požadujeme-li malý měrný útlum, umístíme střední vodič na dielektrickou destičku nebo na dielektrické podpěry. Pokud okraj středního vodiče je dostatečně vzdálen od okrajů vnějších vodičů, můžeme vnější vodiče vodivě spojit a vytvořit určitý druh koaxiálního vedení. Uzavřené vedení potom nevyzařuje a nepřijímá vnější rušivá pole.

Vzhlem k tomu, že základním typem vlny v tomto vedení je vlna TEM, je vlnová délka na vedení dána jednoduchým vzorcem:

$\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_{ef}}$,

kde $\varepsilon_{ef}$ je tzv. **efektivní permitivita**. Její velikost závisí nejen na relativní permitivitě dielektrika, které obklopuje střední vodič, ale závisí též na rozložení elektrických siločár v průřezu vedení. Na tomto vedení, podobně jako jinde, mohou vzniknout vyšší vidy, které jsou nežádoucí [5].

Vlnový odpor a útlum tohoto vedení se určí poměrně složitým výpočtem a různí autoři uvádějí různě přesné vzorce. Je-li $t/h < 0,25$ a $t/w \leq 0,11$ a platí-li dále:

$w/(h - t) \leq 0,35$,

bude vlnový odpor vedení roven:

$Z_0 = 138(\sqrt{(\mu_r/\varepsilon_r)})\log(4h/\pi\cdot\Phi)$,

kde $\Phi$ je průměr ekvivalentního středního vodiče s kruhovým průřezem, který lze vyjádřit jako:

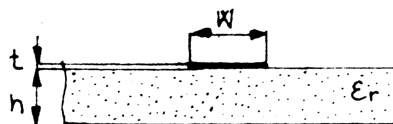
$\Phi = (w/2)\{1 + t/w[1 + \ln(4\cdot\pi\cdot w/t) + $
$+ 0,51\cdot\pi\cdot(t/w)]\}$.

*b) Mikropáskové vedení (microstrip line)*

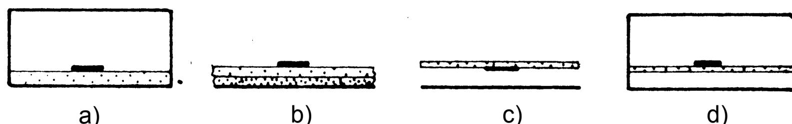
Je to nejpoužívanější vedení v MIO i při konstrukci plošných antén (obr.1.9 - 3). Je tvořeno širokým vodičem na jedné straně dielektrické desky (substrátu) a úzkým páskovým vodičem na straně protilehlé. Technologie výroby je obdobná technologii plošných spojů. Mimo základní uspořádání, tj. vedení otevřené, používají se též další typy. Především je to vedení stíněné (obr. 1.9 - 4a), vedení s vrstveným substrátem (obr. 1.9 - 4b), obrácené vedení (obr. 1.9 - 4c) a zavěšené vedení (obr. 1.9 - 4d). Obě poslední mají menší měrný útlum.

Podél vedení se šíří opět vlna podobná vlně TEM a mohou vzniknout samozřejmě i vyšší vidy. Rozložení siločar je na obr. 1.9 - 5.

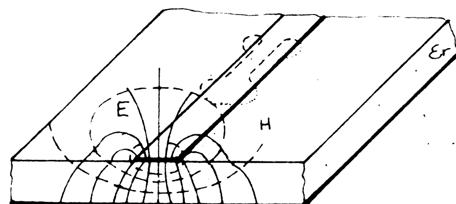
Přesné rovnice pro parametry mikropáskového vedení $Z_0$ a $\varepsilon_{ef}$ lze stanovit pouze pro případ, že tloušťka vodiče $t = 0$. Dielektrikum není dokonale homogení. Přibližné vzorce lze odvo-




*Obr. 1.9 - 3. Mikropáskové vedení*



*Obr. 1.9 - 4a až 4d. Různá uspořádání mikropáskového vedení*



*Obr. 1.9 - 5. Rozložení elektrických a magnetických siločar na mikropáskovém vedení*

dit různými metodami, založenými na konformním zobrazení a funkcionální aproximací numerických výsledků. Přesnost výpočtu parametrů se drží kolem 1 %, což je pro praxi dostačující.

Vlnová délka na mikropáskovém vedení je dána vztahem:

$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_{ef}}$.

Efektivní permitivitu $\varepsilon_{ef}$ určíme ze vztahu:

$\varepsilon_{ef} = (\varepsilon_r + 1)/2 + (\varepsilon_r - 1)/2[1/\sqrt{(1 + 10\, h/w)}]$.

Vlnový odpor mikropáskového vedení je dán pro vzduchové dielektrikum jako:

$Z_{0v} = 60 \ln(8h/w + w/4h)$
pro $w/h \leq 1$

nebo:

$Z_{0v} = 120 \cdot \pi / [w/h + 2{,}42 - 0{,}44 h/w + (1 - h/w)^6]$

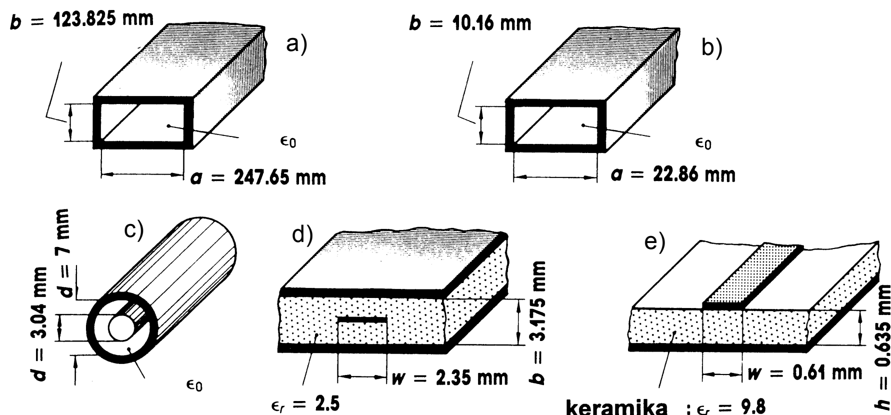
*Tab. 1.10 - 1.* Kvalitativní srovnání elektrických a technologických parametrů příkladů vedení z obr. 1.10 - 1

| | **Vlnovod** | **Koaxiální kabel** | **Páskové vedení** | **Mikropásk. vedení** |
|---|---|---|---|---|
| Ztráty ve vodiči | velmi malé | malé | střední | střední |
| Maximální impulsní výkon | velmi velký | velký | střední | malý |
| Maximální střední výkon | velmi velký | velký | střední | malý |
| Izolace mezi soused. obvody | velmi velká | velmi velká | malá | malá |
| Šířka pásma | malá | střední | velká | velká |
| Interference s parazitními vidy | žádná | žádná | vlnovodové vidy | povrchové vidy |
| Váha | velmi velká | velká | malá | velmi malá |
| Objem | velmi malý | malý | malý | velmi malý |
| Možnost miniaturizace | velmi malá | malá | velká | velmi velká |
| Odolnost vůči mechanickému namáhání | malá | malá | malá | velmi malá |
| Možnost připojit | | | | |
| a) pouzdřené polovodiče | střední | střední | dobrá | velmi dobrá |
| b) nepouzdřené polovodiče | nemožná | nemožná | nemožná | velmi dobrá |
| c) součásti se soustř. param. | velmi špatná | střední | dobrá | velmi dobrá |
| d) elektronky | dobrá | střední | nemožná | nemožná |
| e) mechanické součásti | dobrá | střední | špatná | velmi špatná |
| f) ferity | dobrá | střední | střední | dobrá |
| Možnost kombinace s jinými typy obvodů | střední | střední | střední | dobrá s pásk. vodiči |
| Možnost hermatizace | jednoduchá | obtížná | velmi obtížná | obtížná |
| Opravitelnost | dobrá | dobrá | střední | špatná |
| Náklady při sériové výrobě | velké | velké | střední | malé |

*Tab. 1.10 - 2.* Porovnání technických údajů příkladů vedení z obr. 1.10 - 1

| | **Vlnovod WR 975** | **Vlnovod WR 90** | **Koaxiální kabel 3/7 vzduchový** | **Páskové vedení $\varepsilon_r = 2{,}5$** | **Mikropáskové vedení $Al_2O_3$** |
|---|---|---|---|---|---|
| Kmitočtové pásmo [GHz] | 0,75 - 1,12 | 8,2 - 12,4 | 0 - 19 * | 0 - 25,3 ** | 0 - 31 ** |
| Plocha *F* vodiče [cm²] | $a \cdot b = 306{,}6$ | $a \cdot b = 2{,}32$ | $(D/2)^2 \pi = 0{,}39$ | $\approx (3w) b = 0{,}224$ | $\approx (2h)(3w) = 0{,}023$ |
| Redukční koef. $\lambda_0/\lambda_g = c_0/v_p$ $\beta/\beta_0$ | 0,8 při 1 GHz | 0,75 při 10 GHz | 1 | 1,59 | 2,63 |
| Útlum $\alpha$ pro Cu [dB/cm] | $2{,}8 \cdot 10^5$ při 1 GHz | 0,001 při 10 GHz | 0,001 při 1 GHz<br>0,003 při 10 GHz | 0,003 při 1 GHz<br>0,01 při 10 GHz | 0,012 při 1 GHz<br>0,036 při 10 GHz |
| Charakteristická impedance [Ω] | - | - | 50 | 50 | 50 |
| Vlnový odpor [Ω] | 474 při 1 GHz | 500 při 10 GHz | - | - | - |
| Příklad | obr. 1.10 - 1a | obr. 1.10 - 1b | obr. 1.10 - 1c | obr. 1.10 - 1d | obr. 1.10 - 1e |

* omezeno pro vid $H_{11}$
** omezeno při příčné rezonanci páskového vodiče




*Obr. 1.10 - 1. Typické rozměry běžných mikrovlnných vedení: a) vlnovod WR 975, b) vlnovod WR 90 (pásmo X), c) koaxiální vedení, d) páskové (třípáskové) vedení, e) mikropáskové vedení*

pro $w/h \geq 1$.

Pro substrát s efektivní permitivitou $\varepsilon_{ef}$ lze použít vztah:

$Z_v = Z_{0v}/\sqrt{\varepsilon_{ef}}$.

## 1.10 Porovnání typů vedení

Na závěr této kapitoly bude vhodné porovnat užitné vlastnosti probraných typů vedení z hlediska přenosu vf energie i z hlediska konstrukčního (s ohledem na mikrovlnné obvody).

Na obr. 1.10 - 1 jsou typické rozměry různých vedení - konvenčních i zhotovených technologií MIO. V tab. 1.10 - 1 jsou kvalitativně srovnávány elektrické a technologické parametry příkladů vedení z obr. 1.10 - 1.

V tab. 1.10 - 2 jsou některé konkrétní technické údaje vedení z obr. 1.10 - 1. V tabulce představuje $\lambda_0$ vlnovou délku ve volném prostoru, $\lambda_g$ je vlnová délka na vedení, $c_0$ je rychlost světla, $v_p$ je fázová rychlost na vedení, $\beta = 2\pi/\lambda_g = 2\pi \cdot f/v_p$ je fázová konstanta a $\beta_0 = 2\pi/\lambda_0$ je fázová konstanta ve volném prostoru.

# 2. Konstrukční díly mikrovlnných vedení

V současné době velkého rozmachu techniky mikrovlnných integrovaných obvodů „MIO“ a plošných antén (tištěných antén) ustupuje klasická technika koaxiálních a vlnovodových vedení do pozadí. Do popředí se dostává především konstrukce mikrovlnných obvodů na mikropáscích (microstrip), které mají následující přednosti:

- Mají největší rozměrovou redukci (nejmenší plochu a nejmenší váhu), protože všechny složky obvodu jsou umístěny na společné podložce (substrátu) a obvod má největší činitel poměrného vlnového zmenšení ($\lambda_o/\lambda_g$).
- Velmi jemné spojovací vodiče se dají přesně a spolehlivě vyrábět fotochemickou cestou (např. fotoleptáním).
- Malá váha a bezkonektorové spojení mezi jednotlivými obvody dovolují velké vibrační zatížení a přispívají k vysoké spolehlivosti.
- K návrhu obvodů slouží moderní technika (navrh pomocí PC, neboli tzv. CAD technika).

Hlavním nedostatkem obodů MIO a jim podobných, ve srovnání s koaxiální a vlnovodovou technikou, jsou větší ztráty ve vodičích. Současně obvody a vedení pro větší výkony (tj. při impulsním provozu nad 10 kW nebo při běžném provozu nad 100 W) se těžko konstrukčně řeší nebo se nedají vůbec řešit.

K porovnání koaxiální, vlnovodové a MIO technologie poslouží tab. 1.10 - 1 a obr. 1.10 -1. Z hlediska otázek mechanické konstrukce bude pro nás zajímavá koaxiální a vlnovodová technika i nadále, neboť technika TV a FM vysílačů a radiolokátorů stále využívá výkony, které jsou mimo „působnost“ mikropáskových vedení. Pouze pro informaci uvedeme v kapitole 2.3 některé typické díly mikropáskových vedení bez nároků na úplnost a podrobnou metodiku návrhu.

## 2.1 Koaxiální vedení

Hlavním požadavkem při stanovení rozměrů koaxiálního vedení, určeného pro přenos elektromagnetické energie mikrovln, je malý útlum a přenos maximálního výkonu. Dalším požadavkem je přenos vlnění pouze v jediném vidu a typu vln (TEM), což omezuje maximální průměr vnějšího vodiče.

Bereme-li v úvahu předešlé hledisko, pak požadavek nejmenších ztrát na vodičích splňuje koaxiální vedení se vzduchovým dielektrikem a vlnovým odporem $Z_o$ = 92,6 Ω. Maximální přenos výkonu zajistí vedení se vzduchovým dielektrikem a vlnovým odporem $Z_0$= 44,4 Ω.

Při standardizaci vlnového odporu koaxiálních vedení se v minulosti uplatňovala ještě další hlediska, jako hlediska čistě ekonomická (spotřeba materiálu apod.), ale i hlediska, která je možno označit za národní. V Evropě se před druhou světovou válkou dávala přednost normalizovanému odporu 75 Ω, který splňoval spíše požadavek nejmenšího útlumu, zatímco v Americe se dávala přednost požadavkům na přenos maximálního výkonu a tedy vlnovému odporu 50 Ω. V současné době se používají oba uvedené vlnové odpory jak u kabelů, tak u pevných vedení s tím, že pro realizaci mikrovlnných vedení převažuje použití vlnového odporu 50 Ω.

Při konstrukci systémů pro mikrovlny se málokdy setkáme s nutností realizovat speciální díly, obsahující koaxiální vedení. Většinou je spojení dílů zajištěno vhodným kabelem, vybraným podle katalogu výrobců. Někdy bude třeba konstrukčně upravit např. přechod koaxiální kabel - vlnovod nebo části koaxiálního vedení pro filtry nebo impedanční přizpůsobení (zejména u dipólových antén). Proto uvádíme v dalším některé konstrukční zásady, které je třeba dodržet.

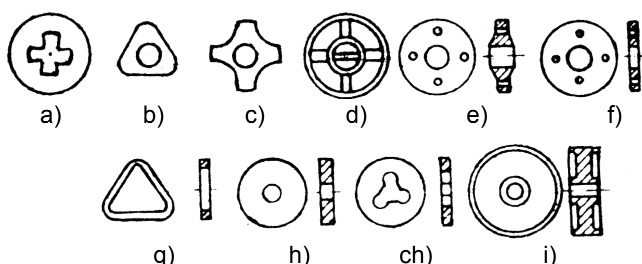
*a) Dielektrické podpěry*

Základním určením dielektrických podpěr je ustavení středního vodiče v ose koaxiálního vedení. Podpěry způsobují změnu vlnového odporu vedení a ovlivňují tím i šíření vln ve vedení. Odrazy od podpěr se zmenšují se zmenšováním tloušťky podpěry. Pro dielektrickou podpěru je činitel stojatých vln dán výrazem:

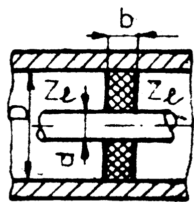
$ČSV = 1/(1 - (2 \cdot \pi \cdot b/\lambda_0)(\varepsilon_r - 1))$,

kde $b$ je tloušťka podpěry ($b/\lambda_0 << 1$), $\lambda_0$ je střední vlnová délka daného přenášeného pásma a $\varepsilon_r$ je permitivita materiálu podpěry.

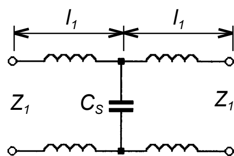
Tvar dielektrických podpěr (obr. 2.1 - 1) se určí tak, aby při minimálním množství materiálu bylo dosaženo maximálního průrazného napětí a zaručeno požadované středění vodiče. Podpěra podle obr. 2.1 - 2 způsobuje změnu vlnového doporu a narušuje homogenitu vedení. Podpěru představuje v náhradním elektrickém schématu délka vedení $l = 2 \cdot l_1$ s vlnovým



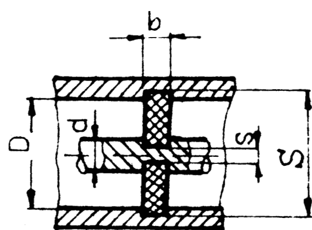

*Obr. 2.1 - 1. Některé typy dielektrických podpěr v koaxiálním vedení*




*Obr. 2.1 - 2. Jednoduchá podpěra*




*Obr. 2.1 - 3. Elektrické náhradní schéma*

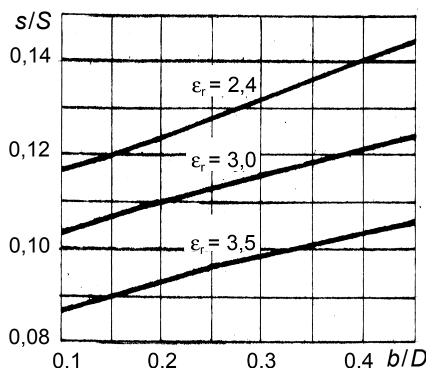



*Obr. 2.1 - 4. Kompenzovaná podpěra*

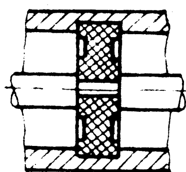
odporem $Z_1$, v jehož středu je paralelní kapacita $C_S$ (obr. 2.1 - 3).

Aby se sjednotily vlnové odpory vedení a podpěry, je třeba paralelní kapacitu kompenzovat. V místě osazení podpěry se změní rozměry koaxiálního vedení (obr. 2.1 - 4). Stupeň kompenzace paralelní kapacity je málo závislý na kmitočtu, pokud střední délka vlny pásma $\lambda_0$ se dostatečně liší od veličiny $\pi \cdot l$, to jest $\lambda_0 = (3 \text{ až } 4) \cdot \pi \cdot l$. Platí-li:

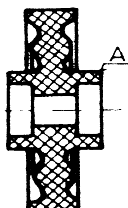
$b/\lambda_0 < 0{,}1/\sqrt{\varepsilon_r}$,



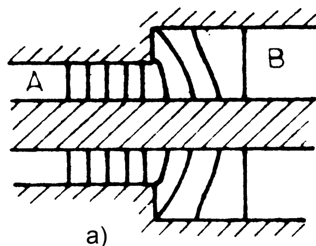

*Obr. 2.1 - 5. Graf pro určení základních rozměrů podpěr s různým $\varepsilon_r$*

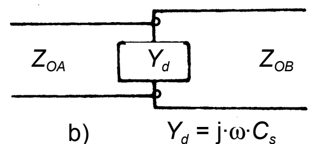


*Obr. 2.1 - 6. Vylehčená podpěra*




*Obr. 2.1 - 7. Podpěra se zvětšenou elektrickou pevností*




*Obr. 2.1 - 8a, 8b. Diskontinuita v koaxiálním vedení: a) rozložení elektrických siločar, b) náhradní schéma*

je možné položit $l = b$ (obr. 2.1 - 2) a v ostatních případech je:

$l = b \cdot \ln(S/s)/\ln(D/d)$.

Rozměry zapuštěných podpěr se určují tak, aby vlnový odpor na podpěře byl roven vlnovému odporu vedení. Např. pro podpěru na obr. 2.1 - 4 bude:

$Z_0 = 60 \cdot \ln(D/d) = (60/\sqrt{\varepsilon_r}) \cdot \ln(S/s)$.

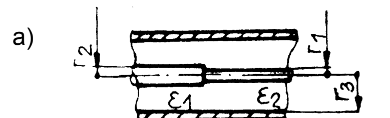
Průměry podpěr je možné určit i podle grafu na obr. 2.1 - 5 (označení odpovídá obr. 2.1 - 4).

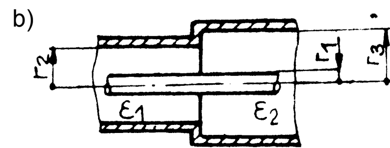
Pro zmenšení odrazů od podpěry (a také v případě, kdy rozměr $S$ určujeme z konstrukčních důvodů větší) se omezí vliv paralelní kapacity zmešením tloušťky části podpěry (vysoustružená drážka), jak je naznačeno na obr. 2.1 - 6. Na obr. 2.1 - 7 je znázorněna dielektrická podpěra se zvětšenou elektrickou pevností. Hlavní vliv na zvětšení elektrické pevnosti má výstupek A.

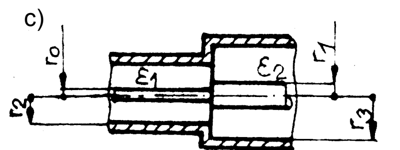
*b) Diskontinuity ve spojení*

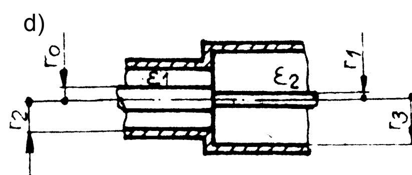
Účelem následujících odstavců je kvalitativně vysvětlit vliv náhlé změny vlnového odporu v koaxiálním vedení na přenosové vlastnosti. V odborné literatuře existuje celá řada popisů, jak početně určit uvedený vliv. Zde uvedeme základní vlastnosti této diskontinuity z hlediska fyziky elektromagnetického pole a ukážeme jeden ze způsobů, jak problém řešit početně (viz též metoda pomocí PC [32]).

Příklad jednoho typu diskontinuity je na obr. 2.1 - 8a. Všechny siločáry elektrického pole jsou kolmé k vodivým plochám, protože nemůže existovat podélná složka pole $E$ na vodiči. Základní typ pole nebo nejnižší vid vlnění je čistě radiální. Přitom je jasné, že zde existují i určité podélné složky, které nenáleží k tomuto typu pole. Podélné složky můžeme pokládat za složky příslušné k vyšším vidům vln TM. Pokud tyto vyšší vidy vznikají ve větší intensitě, je to jev nežádoucí, protože se jejich prostřednictvím šíří na obě strany od diskontinuity určitá část energie, která je pro daný přenosový systém ztracená. V odborných teoretických pracích se dokazuje, že



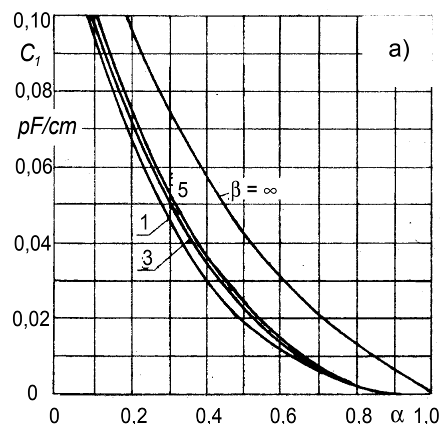



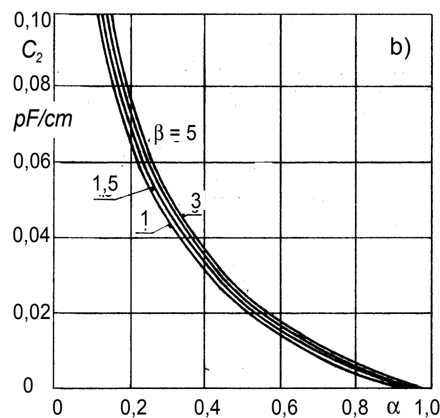

*Obr. 2.1 - 9a až 9d. Některé typy skokových diskontinuit v koaxiálním vedení*

vliv diskontinuity si můžeme opět představit jako zapojení paralelní kapacity napříč vedením (obr. 2.1 - 8b). Na obr. 2.1 - 9 jsou znázorněny nejběžnější případy těchto diskontinuit. Odpovídající kapacity označme $C_{a,\,b,\,c,\,d}$, pro které platí následující vztahy :

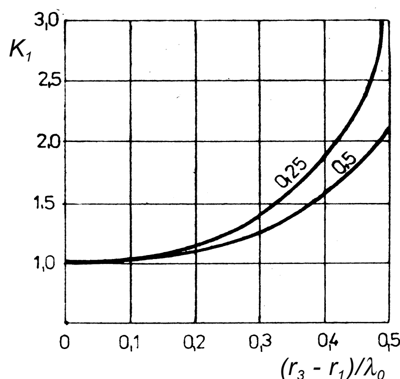
$C_a = 2\pi \cdot r_3 \cdot k \cdot C_1(\alpha,\beta)$; $\alpha = (r_3 - r_2)/(r_3 - r_1)$;

$\beta = r_3/r_1$ ,




*Obr. 2.1 - 10a, 10b. Pomocné funkce $C_1$,$C_2$*

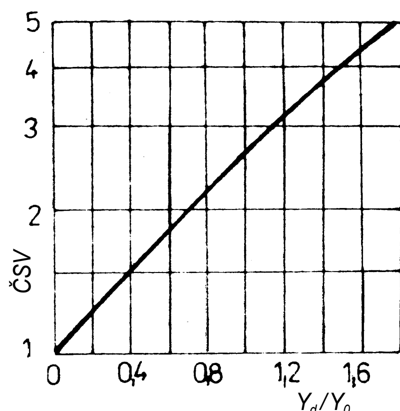



*Obr. 2.1 - 11. Opravný koeficient $K_1$*

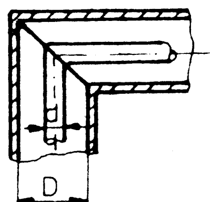
$C_b = 2\pi \cdot r_1 \cdot k \cdot C_2(\alpha,\beta)$; $\alpha = (r_2 - r_1)/(r_3 - r_1)$;
$\beta = r_3/r_1$,
$C_c = C'_a + C'_b$,
$C'_a = 2\pi \cdot r_2 \cdot k \cdot C_1(\alpha,\beta)$; $\alpha = (r_2 - r_1)/(r_2 - r_0)$;
$\beta = r_2/r_0$,
$C'_b = 2\pi \cdot r_1 \cdot k \cdot C_2(\alpha,\beta)$; $\alpha = (r_2 - r_1)/(r_3 - r_1)$;
$\beta = r_3/r_1$,
$k = \varepsilon_2/\varepsilon_1$,
$C_d = C_a \cdot C_b/(C_a + C_b)$.

Pomocné funkce $C_1(\alpha,\beta)$ a $C_2(\alpha,\beta)$ jsou vyznačeny graficky na obr. 2.1 - 10a, 10b. Uvedené vzorce jsou použitelné v případech, kdy v blízkosti uvažované diskontinuity nejsou jiné podobné (v opačném případě se projeví jejich vzájemné ovlivnění prostřednictvím vyšších vidů vlnění). Vzorce pro kapacity platí též za předpokladu, že příčné rozměry vedení jsou malé ve srovnání s vlnovou délkou. Pro kratší vlnové délky zavádíme opravný koeficient $K_1$ (viz následující příklad), který se určí podle grafu na obr. 2.1 - 11. Na tomto grafu lze odečíst hodnotu $K_1$ pro dva případy poměru široké mezery k úzké mezeře $(r_3 - r_2)/(r_3 - r_1)$ podle obr. 2.1 - 9a a $(r_2 - r_1)/(r_3 - r_1)$ podle obr. 2.1 - 9b. Vidíme, že pro vlnové délky osmkrát až desetkrát delší než je šířka mezery je koeficient $K_1 = 1$. Pouze blíží-li se šířka mezery k půlvlně, má koeficient $K_1$ znatelnou hodnotu.

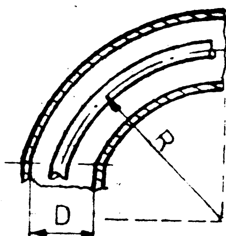
Uveďme příklad určení kapacity diskontinuity podle obr. 2.1 - 9b. Je dáno $2r_1 = 4$ mm, $r_2 - r_1 = 5$ mm, $r_3 - r_1 = 10$ mm, $\lambda_0 = 5$ cm. Z grafu na obr. 2.1 - 10b najdeme pro $\alpha = 0,5$ a $\beta = 6$ $C_2 = 0,027$ pF/cm a pak $C_b = 0,037$ pF/cm. Z hodnoty $(r_3 - r_1)/\lambda_0 = 0,2$ a z grafu na obr. 2.1 - 11 najdeme $K_1 = 1,1$. Nakonec určíme kapacitu diskontinuity $C = K_1 \cdot C_b = 0,037$ pF.



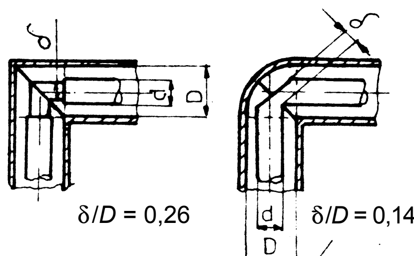

*Obr. 2.1 - 12. Činitel stojatých vln (PSV) při zatížení vedení danou vodivostí*




*Obr. 2.1 - 13. Pravoúhlý ohyb koaxiálního vedení*




*Obr. 2.1 - 14. Plynulý ohyb koaxiálního vedení*




*Obr. 2.1 - 15. Pravoúhlé ohyby s korekcí diskontinuity pro $Z_0 = 70\ \Omega$*

Pro délku vlny $\lambda_0 = 5$ cm představuje tato kapacita reaktanční odpor $1/j \cdot \omega \cdot C \cong 750\ \Omega$ ($\omega = 2\pi \cdot f$).

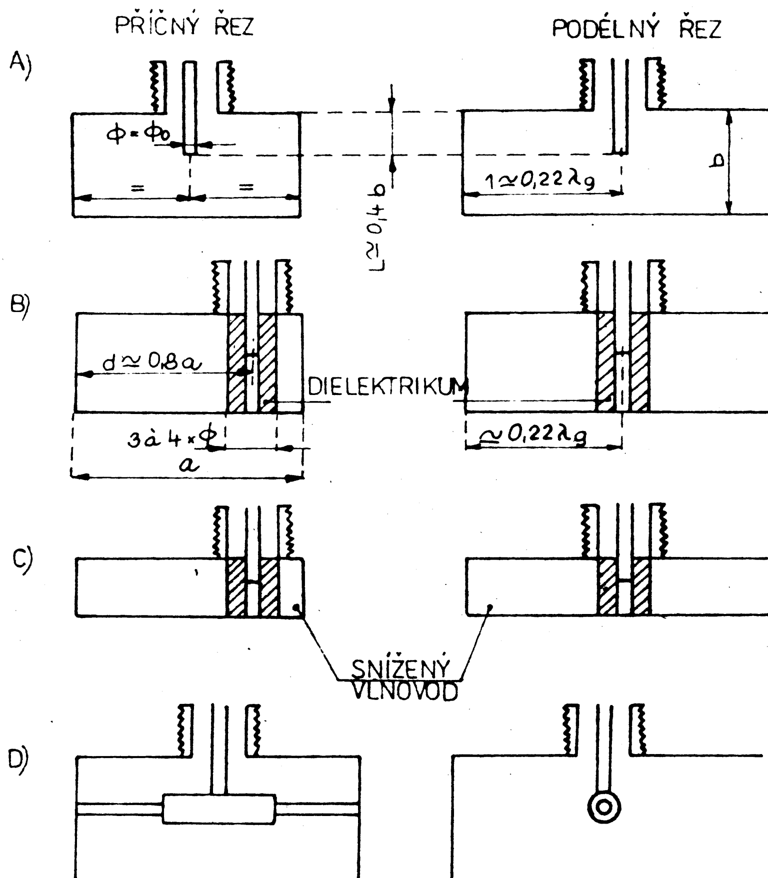
Vliv velikosti této reaktance na parametry daného vedení posoudíme pak podle obr. 2.1 - 12, odkud můžeme určit přibližně velikost činitele stojatých vln ČSV, vyvolaného připojenou vodivostí $Y_d = j \cdot \omega \cdot C$ paralelně k vedení o vlnové vodivosti $Y_0 = 1/Z_0$.

*c) Ohyby*

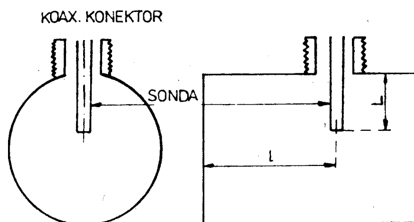
Ohyby koaxiálního vedení se uskutečňují nejčastěji pod úhlem 90 °, a to buď v provedení pravoúhlém (obr. 2.1 - 13), nebo v plynulém ohybu (obr. 2.1 - 14 ), ve kterých jsou shodně s osou kolena vedeny střední vodiče. Náhradní elektrické schéma ohybu si můžeme představit opět jako délku vedení $2l_1$, v jehož středu je zapojena paraleně kapacita (obr. 2.1 - 3). Lepší impedanční přizpůsobení ohybu se dosáhne úpravou rozměrů středního vodiče, jak je ukázáno na obr. 2.1 - 15. Pro zmenšení odrazů při ohybu 90 ° je vhodné ohyb rozdělit na dva čtvrtvlnné ohyby 45 °.

*d) Přechod koaxiální kabel - vlnovod*

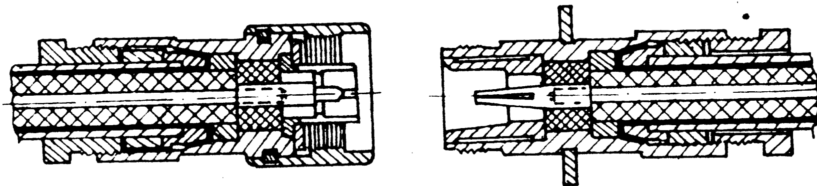
Přechod, jak plyne z názvu, spojuje koaxiální kabel s vlnovodem. Slouží tedy k přenosu elektromagnetické energie mezi kabelem a vlnovodem a naopak. Impedanční přizpůsobení mezi oběma vedeními by mělo být tedy velmi dobré, aby nenastávaly ztráty odrazem na přechodu, na kterém se



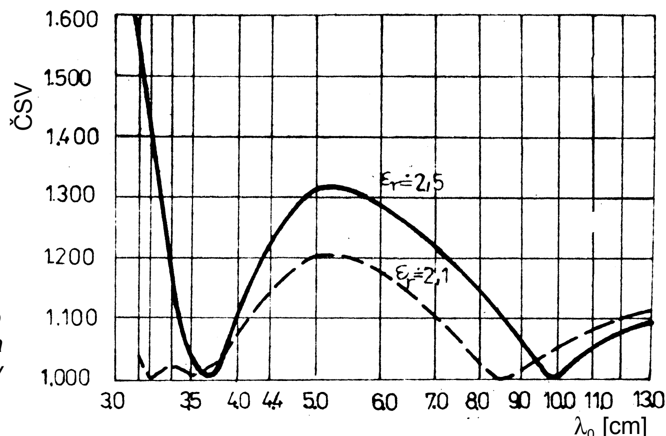

*Obr. 2.1 - 16a až 16d. Některé typy přechodů koaxiálního vedení - vlnovod (pravoúhlý)*




Obr. 2.1 - 17. *Přechod koaxiálního vedení na kruhový vlnovod*



Obr. 2.1 - 18. *Koaxiální konektor typu N*




Obr. 2.1 - 19. *Činitel stojatých vln (PSV) konektoru N pro různé kmitočty a různé permitivity dielektrické vložky*

musí změnit charakter vlnění z typu TEM na koaxiálním vedení v příslušný typ ve vlnovodu. Tato změna se neobejde bez vzniku vyšších vidů, které způsobují impedanční nepřízpůsobení a celek pak vykazuje určité ztráty.

U přechodu **koaxiální kabel - pravoúhlý vlnovod** se mění vlnění typu TEM ve vlnění vidu $TE_{10}$ (základní vid v obdélníkovém vlnovodu). Podle šířky přenášeného kmitočtového pásma a výkonu rozlišujeme několik typů přechodu.

Přechod podle obr. 2.1 - 16a může být konstruován s různým tvarem sondy: se sondou válcovou, kuželovou nebo s válcovou, zakončenou diskem apod. S tímto přechodem můžeme docílit přizpůsobení s ČSV $\leq$ 1,15 v kmitočtovém pásmu asi 10 %.

Přechod podle obr. 2.1 - 16b má téměř stejné vlastnosti jako přechod předešlý, ovšem rozměry dielektrického válečku je třeba stanovit experimentálně v závislosti na použitém materiálu.

Přechod podle obr. 2.1 - 16c je obdobný jako předešlý. Snížený vlnovod však umožní lepší přizpůsobení v pásmu ±10 % a ČSV $\leq$ 1,1.

Na obr. 2.1 - 16d je zobrazen tzv. přechod křížový (též hrazdičkový). Tyto přechody umožňují přenos větších výkonů a to od 1 kW až po několik desítek kW. Velikost přenášeného výkonu je však omezena typem použitého konektoru. S konektorem typy N můžeme přenášet výkony až 200 W do 1 GHz, až 100 W do 4 GHz a až 80 W do 6,5 GHz.

Pro přechod mezi koaxiálním kabelem a kruhovým vlnovodem (obr. 2.1 - 17) platí stejná konstrukční pravidla, jako pro přechody předešlé. Hlavní parametry zůstávají stejné, tj. délka sondy *L*, tvar sondy a vzdálenost sondy od zkratovací koncovky.

Stanovení vlastností přechodů výpočtem je obtížné, a proto se dává přednost experimentálnímu vývoji. Informace o přechodech najde čtenář ve starší odborné literatuře [10, 16]. Výrobci mikrovlnných zařízení, kteří nemají vhodné laboratorní vybavení, dají přednost nákupu u odborné firmy.

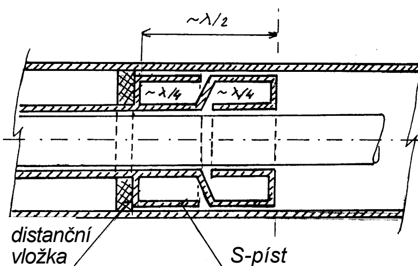
*e) Koaxiální kabely*

Často nás donutí provozní podmínky přenášet mikrovlnou energii kabelem. Pro tyto účely se hodí dva typy kabelů - kabely s vnějším vodičem v provedení s opletením (i dvojitým) nebo nejlépe s celistvým vodičem v provedení neohebném nebo polohebném. Výrobci nabízejí kabely s různým provedením dielektrika. Pro mikrovlny dáváme přednost kabelům s dielektrikem pevným nebo takovým, které nevytváří periodicky se objevující mezery (hrníčkové dielektrikům apod.). Periodicky se vyskytující mezery mohou vyvolat nežádoucí rezonance, což znamená, že pro určité vlnové délky se prudce zvětší průchozí útlum kabelu. Vnitřní vodič kabelu bývá v provedení spleteném z několika drátů nebo s plným středním vodičem. Poslední, s plným vodičem, je méně ohebný, má však vždy menší útlum.

*f) Koaxiální konektory*

Kabely spojujeme koaxiálními konektory, jejichž mechanické provedení by mělo splňovat požadavky na elektrické parametry (vlnový odpor), zejména však požadavky na spolehlivost spojů při mechanickém namáhání a pod vlivem povětrnosti.

Na obr. 2.1 - 18 je nyní již klasický konektor N. Vidíme, že jeho konstrukce je poměrně složitá. Jak se takový konektor chová v mikrovlnném pásmu, znázorňuje graf na obr. 2.1 - 19, kde jsou uvedeny dvě křivky činitele stojatých vln pro různé permitivity dielektrické vložky. Vidíme, že na volbě materiálu, ale i na konstrukci, velmi záleží.




Obr. 2.1 - 20. *Bezkontaktní kovový zkrat na koaxiálním vedení*

V současné době je na trhu celá řada konektorů od různých výrobců. Bohužel podrobné informace o jejich vlastnostech často chybí.

*g) Pohyblivá spojení*

V minulých dobách rozkvětu koaxiální decimetrové techniky se velmi často používaly tzv. pohyblivé zkraty laděných koaxiálních vedení. Byla vypracována technologie těchto zkratů, založených na pružných kontaktech různého provedení s maximální odolností vůči otěru povrchu kontaktů s ohledem na spolehlivost elektrického spojení.

V současné době se s těmito pohyblivými kontakty setkáme pouze při konstrukci výkonových vysílačů pro vkv a ukv, kde konstrukční kolektivy mají vypracována osvědčená řešení. V běžné praxi se těmto kontaktům co možno vyhneme, neboť byly a jsou vždy zdrojem poruch.

Některé měřicí přístroje pro cm vlny musely být vybaveny posuvným ladícím pístem. Pro tento případ byly vyvinuty bezkontaktní zkraty opatřené rezonančními vedeními s vhodnou délkou, která simulovala zkrat v potřebném místě vedení (obr. 2.1 - 20).

## 2.2 Vlnovodová vedení

Volba rozměrů vlnovodového vedení, které má pracovat v daných vlnových délkách, předpokládá znalost následujících vlastností: typ a vid přenášeného vlnění, kritickou vlnovou délku pro daný provozní vid vlnění a pro nejbližší vyšší vid, útlum vedení a případně přípustné průrazné napětí. Rozměry vlnovodů se obvykle volí tak, aby se vedením mohl šířit nejnižší nebo základní vid vlnění. Výjimku z těchto pravidel tvoří některé speciál-

*Tab. 2.2 - 1.* Orientační a srovnávací tabulka pravoúhlých obdélníkových vlnovodů řady R

| Provozní kmitočet GHz | Střed délka vlny mm | řada | Vnitřní rozměry a1 mm | b1 mm | Typové označení: I.E.C | RCSC | E I A | J A N | obchodní označení: Ang | D-B | H-P | M-R-I | Narda | Philips | TRG |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2.60-3.95 | 100 | A | 72.14 | 34.04 | R 32 | WG 10 | WR 284 | RG-48/U | S | L | S | S | S | S/10 cm/ | S |
| 3.22-4.9 | 80 | B | 58.17 | 29.08 | R 40 | WG 11A | WR 229 | | | | | | | A/7.5 cm/ | |
| 3.94-5.99 | 60 | A | 47.55 | 22.15 | R 48 | WG 12 | WR 187 | RG- 49/U | C | K | G | C | C | G/6 cm/ | C |
| 4.64-7.05 | 50 | B | 40.38 | 20.19 | R 58 | WG 13 | WR 159 | | | | C | | | C | |
| 5.38-8.17 | 40 | A | 34.85 | 15.79 | R 70 | WG 14 | WR 137 | RG-50/U | | J | J | $X_e$ | XN | J/4.5cm/ | |
| 6.57-9.99 | 35 | B | 28.49 | 12.62 | R 84 | WG 15 | WR 112 | RG-51/U | | H | H | XL | XB | H/3.5cm/ | XL |
| 8.20-12.5 | 30 | A | 22.86 | 10.16 | R 100 | WG 16 | WR 90 | RG 52/U | X | G | X | X | X | X/3cm/ | X |
| 9.84-15.0 | 25 | B | 19.05 | 9.52 | R 120 | WG 17 | WR 75 | | | FA | M | | | | |
| 11,9-18.0 | 20 | A | 15.79 | 7.89 | R 140 | WG 18 | WR 62 | RG 91/U | J | F | P | $K_u$ | KU | P/2 cm/ | $K_u$ |
| 14.5-22.0 | 17 | B | 12.95 | 6.48 | R 180 | WG 19 | WR 51 | | | | N | K | | | |
| 17.6-26.7 | 15 | A | 10.67 | 4.32 | R 220 | WG 20 | WR 42 | RG 53/U | | E | K | | K | | K |
| 21.7-33.0 | 12 | B | 8.64 | 4.32 | R 260 | WG 21 | WR 34 | | | | | | | | |
| 26.3-40.0 | 10 | A | 7.11 | 3.55 | R 320 | WG 22 | WR 28 | RG 96/U | Q | D | R | | V | | A |
| 32.9-50.1 | 8 | B | 5.69 | 2.85 | R 400 | WG 23 | WR 22 | RG 97/U | | C | | | Q | Q/8 mm/ | B |
| 39.2-59.6 | 6 | A | 4.77 | 2.39 | R 500 | WG 24 | WR 19 | | | | | | | | U |
| 49.8-75.8 | 5 | B | 3.76 | 1.88 | R 620 | WG 25 | WR 15 | RG 98/U | | B | V | | M | | V |
| 60.5-91.9 | 4 | A | 3.11 | 1.55 | R 740 | WG 26 | WR 12 | RG 99/U | O | A | | | E | E /4 mm/ | E |
| 73.8-112 | 3 | B | 2.54 | 1.27 | R 900 | WG 27 | WR 10 | | | | | | | | W |
| 92.2-140 | 2.5 | A | 2.03 | 1.02 | R 1200 | WG 28 | WR 8 | RG 138/U | | W | | | N | | F |
| 113-173 | 2 | B | 1.65 | 0.82 | R 1400 | WG 29 | WR 7 | RG 136/U | | | | | | B/2 mm/ | D |
| 145-220 | 1.7 | A | 1.29 | 0.65 | R 1800 | WG 30 | WR 5 | RG 135/U | | | | | A | | G |
| 172-261 | 1.5 | B | 1.09 | 0.55 | R 2200 | WG 31 | WR 4 | RG 137/U | | | | | | | H |
| 217-330 | 1.2 | A | 0.86 | 0,43 | R 2600 | WG 32 | WR 3 | RG 139/U | | | | | R | | J |
| Pozn. | (1) | (2) | | | (3) | (3) | (3) | (3) | (4) | | | | | | |

(1) Informativní hodnoty střední délky vlny jsou 0.66 násobek mezní délky základního vidu
(2) Velikosti vlnovodů jsou rozděleny do dvou řad označených A a B ,jejichž provozní kmitoč_tové rozsahy se vzájemně překrývají o polovinu rozsahu a v jednotlivých řad_ách na sebe navazují.
Řada A je přednostní.
( 3) Typové označení" IEC- Internacional Electrotechnical commision / platné pro ČR/
RCSC - Radio Components Standardisation Committee / Anglie/
EIA -Electyronic Industries Association /USA/
JAN- American Military Standard Joint Army Navy /USA/
Obchodní značení: Ang.-Anglie,D-B, H-P -- Hewwlett Packard,MRI- Marconi ,TRG - Division

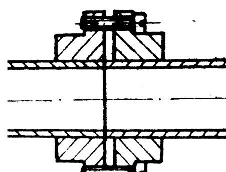
ní mikrovlnné obvody, včetně antén, které pracují s vyššími vidy. Kritické vlnové délky lze určit z rozměrů vlnovodů, jak bylo uvedeno v kapitole 1.7.

Volbu rozměrů usnadňuje standardizace rozměrů podle mezinárodních doporučení ( viz tab. 2.2 - 1, 2, 3 a 4).

*a) Spojovací díly - příruby*

Pro spojování vlnovodů se používají většinou přírubová spojení, kde každý díl vlnovodu je opatřen přírubou buď kontaktní nebo tlumivkovou. Ztráty a odrazy na kontaktních přírubách jsou zanedbatelné pouze tehdy, dodrží-li se dokonalý kontakt po celé spojovací ploše přírub. Protože toto lze zajistit jen s obtížemi, používají se raději tlumivkové příruby.

Kontaktní příruby jsou ploché a jsou připájeny ke každému z vlnovodů, které se mají spojit (obr. 2.2 - 1). Tento způsob spojení se často používá pro experimentální zařízení a pro měřící účely, kde je třeba dodržet mimořádně malé odrazy na spojích. Při spojování se používá přesné středicí vložky, která se po stažení přírub z vedení vytáhne. Vložku však nelze v řadě



*Obr. 2.2 - 1. Kontaktní příruba*

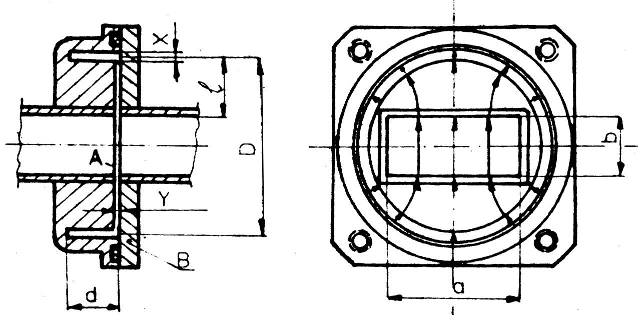
*Tab. 2.2 - 2.* Rozměry doporučených kruhových vlnovodů řady C

| Označení vlnovodu 153 IEC | Kritický kmitočet pro vid: $TE_{11}$ GHz | $TM_{01}$ GHz | $TE_{21}$ GHz | $TE_{01}$ GHz | $TE_{02}$ GHz | Vniřní rozměr D mm | Vnější rozměr D1 mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| C 30 | 2.46 | 3.21 | 4.08 | 5.12 | 9.37 | 71.42 | 78.03 |
| C 35 | 2.88 | 3.76 | 4.77 | 5.99 | 11.0 | 61.04 | 67.64 |
| C 40 | 3.38 | 4.41 | 5.61 | 7.03 | 12.9 | 51.99 | 57.07 |
| C 48 | 3.95 | 5.16 | 6.56 | 8.23 | 15.1 | 44.45 | 49.53 |
| C 56 | 4.61 | 6.02 | 7.65 | 9.6 | 17.6 | 38.10 | 42.16 |
| C 65 | 5.40 | 7.05 | 8.96 | 11.2 | 20.6 | 32.54 | 36.6 |
| C 76 | 6.32 | 8.26 | 10.5 | 13.2 | 24.1 | 27.78 | 31.09 |
| C 89 | 7.37 | 9.63 | 12.2 | 15.3 | 28.1 | 23.82 | 27.12 |
| C 104 | 8.68 | 11.3 | 14.4 | 18.1 | 33.1 | 20.24 | 22.78 |
| C 120 | 10.0 | 13.1 | 16.7 | 20.9 | 38.3 | 17.47 | 20.015 |
| C 140 | 11.6 | 15.2 | 19.3 | 24.2 | 44.4 | 15.08 | 17.12 |
| C 165 | 13.8 | 18.1 | 22.9 | 28.8 | 52.7 | 12.7 | 14.73 |
| C 190 | 15.8 | 20.6 | 26.2 | 32.9 | 60.2 | 11.125 | 13.157 |
| C 220 | 18.4 | 24.1 | 30.6 | 38.4 | 70.3 | 9.525 | 11.049 |
| C 255 | 21.1 | 27.5 | 35.0 | 43.9 | 80.4 | 8.331 | 9.855 |
| C 290 | 24.6 | 32.2 | 40.8 | 51.2 | 93.8 | 7.137 | 8.661 |
| C 330 | 27.7 | 36.1 | 45.9 | 57.6 | 105 | 6.35 | 7.366 |
| C 380 | 31.6 | 41.3 | 52.4 | 65.7 | 120 | 5.563 | 6.579 |
| C 430 | 36.8 | 48.1 | 61.0 | 76.6 | 140 | 4.775 | 5.791 |
| C 495 | 40.2 | 52.5 | 66.7 | 83.7 | 153 | 4.369 | 5.385 |
| C 580 | 49,1 | 64.1 | 81.4 | 102 | 187 | 3.581 | 4.597 |
| C 660 | 55.3 | 72.3 | 91.8 | 115 | 211 | 3.175 | 3.937 |
| C 765 | 63,5 | 82.9 | 105 | 132 | 242 | 2.769 | 3.531 |
| C 890 | 73.6 | 96.1 | 122 | 153 | 280 | 2.388 | 3.15 |

případů aplikovat a je proto vhodné použít naváděcí kolíky stejných rozměrů, jako jsou naváděcí otvory nebo vytvořit určitou toleranci v připevňovacích otvorech a příruby vzájemně vystředit. Po mechanickém stažení přírub naváděcí kolíky vyjmeme a příruby stahneme příslušnými šrouby.

Před každým spojením je třeba styčné plochy přírub dobře očistit a odstranit případné stopy koroze. Při pájení přírub je výhodné jednu z přírub poněkud odsadit od konce vlnovodu (obr. 2.2 - 1). Při stahování šroubového spoje se vytvoří určitý tlak na konci vlnovodů a spoj obou částí je dokonalejší. Dražší

Obr. 2.2 - 2. Tlumivková příruba




provedení takovéto kontaktní příruby má v místě vlnovodu větší plošku, než je obrys vlnovodu. Ploška i protiplocha na druhé přírubě jsou zaleštěny. Praxe ukázala, že tento způsob spojení je dokonce lepší, než spájení dvou vlnovodů natvrdo. Spojení kontaktními přírubami podle obr. 2.2 - 1 má velmi malý koeficient odrazu (ČSV $\leq$ 1, 01).

Tlumivkové příruby jsou opatřeny na jednom díle speciální mezerou, respektive drážkou (x, y), které společně tvoří půlvlnné vedení (d, l). Toto vedení v místě spoje obou vlnovodů (A) představuje impedanční zkrat. Důležitou vlastností tohoto spoje je to, že je odděleno v místě B (obr. 2.2 - 2), kde teče minimální proud, takže problémy s kvalitou kontaktu obou přírub jsou značně omezeny. Konstrukce tlumivkové příruby podle obr. 2.2 - 2 není jediná možná a existují též jiné varianty.

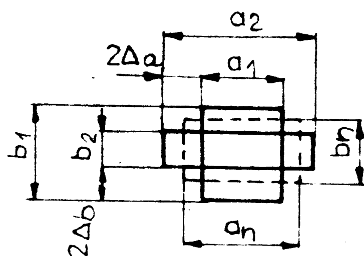
*b) Diskontinuity ve spoji*

Při spojování vlnovodových částí může v místě spoje nastat odraz elektromagnetické vlny, a to z následujících důvodů:

1) V důsledku rozdílnosti vlnového odporu obou spojovaných vlnovodů neboli v důsledku skoku vlnového odporu. Tento skok se může projevit i následkem nepřesnosti výroby dvou vlnovodů stejného typu.

2) V důsledku špatné montáže, při které se osy vlnovodů mohou navzájem posunout.

3) V důsledku špatného kontaktu v místě spojení.




Obr. 2.2 - 3. Nejhorší případ spojení pravoúhlých vlnovodů

Obr. 2.2 - 4. Paralelní posunutí vlnovodů

Všechny uvedené odrazy přímo závisí na konstrukci přírubového spoje a na toleranci jeho rozměrů. Dále uvedené tolerance rozměrů jsou stanoveny za předpokladu, že vlnovodové části mají maximální přípustný odklon a jsou spojeny bez přesahu nebo ohybu.

Nejhorší způsob spojení dvou částí vlnovodů je na obr. 2.2 - 3. Stanovíme-li úchylky v rozměrech $\Delta a$ a $\Delta b$, pak při poměru $a/b$ = 2 vznikne odraz daný koeficientem odrazu:

$|\rho| \cong 4\Delta a/a$.

Při vzájemném posuvu obou částí vlnovodového spojení (obr. 2.2 - 4) vznikne odraz:

$|\rho|_V \cong 0{,}3 \cdot p_V/a$

nebo:

$|\rho|_h \cong 0{,}9 \cdot p_h/a$.

Při náklonu ve spojení dvou částí vlnovodu (obr. 2.2 - 5) určíme koeficient odrazu podle vztahu:

$|\rho|_V \cong 10^{-3}$ na jeden stupeň ohybu

nebo:

$|\rho|_h \cong 2 \cdot 10^{-3}$ na jeden stupeň ohybu.

Při pootočení profilu dvou částí vlnovodů bude koeficient odrazu (obr. 2.2 - 6):

Obr. 2.2 - 5. Vzájemný náklon vlnovodů

Obr. 2.2 - 6. Pootočení vlnovodů

Obr. 2.2 - 7. Závislost parametru t na pravděpodobnosti P

Obr. 2.2 - 8. Závislost koeficientu odrazu na povolené montážní odchylce

$|\rho|_0 \cong 3 \cdot 10^{-3}$ na jeden stupeň otočení.

Uvedené nepřesnosti v jednotlivých spojích se mohou projevit na delším, složitějším vlnovodovém systému současně. Celkový koeficient odrazu $|\rho|_s$ na vstupu takového vedení závisí na amplitudě i fázi vln odražených od jednotlivých diskontinuit. Přitom těmito diskontinuitami mohou být i různé vlnovodové obvody (filtry, odbočnice apod.). Modul celkového koeficientu odrazu je pak dán vzorcem:

$|\rho|_s \leq t \cdot \sqrt{(\Sigma\ |\rho|_i^2)}$,

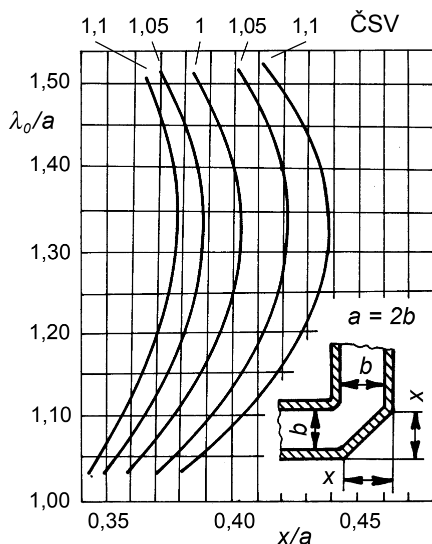
kde $|\rho|_i$ je modul koeficientu *i*-té diskontinuity (*i* se pohybuje v intervalu 1 až n při n diskontinuitách) a *t* je parametr závislý na zvolené pravděpodobnosti P (obr. 2.2 - 7).

Tolerance montáže a rozměrů vlnovodového spojení v závislosti na požadovaném koeficientu odrazu lze odečíst z grafu na obr. 2.2 - 8, kde $\Delta a/a$ je rozměrová tolerance, $p/a$ je tolerance sesazení a $\Phi/2$ je tolerance úhlu natočení v ose (doporučuje se $\Phi/2 \leq 1$).

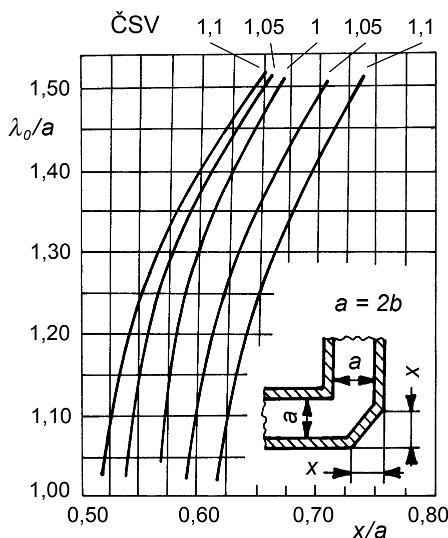
*c) Ohyby*

Při realizaci vlnovodového spojení je často potřeba ohýbat vlnovody pod různými úhly. Ostré ohyby způsobují odrazy. Pro zmenšení odrazů se ohyby dělají na vlnovodovém dílci dlouhém několikanásobek vlnové délky.

Obr. 2.2 - 9a, 9b, 9c. Pravoúhlý ohyb vlnovodu: a) v rovině E, b) v rovině H, c) rozložení elektrických siločar



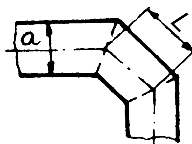

*Obr. 2.2 - 10. Graf k určení optimálních rozměrů ohybu v rovině E*

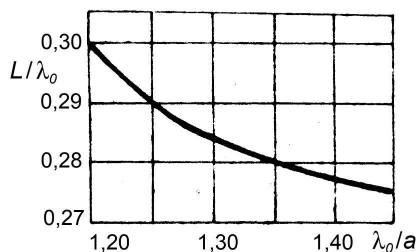



*Obr. 2.2 - 11. Graf k určení optimálních rozměrů ohybu v rovině H*

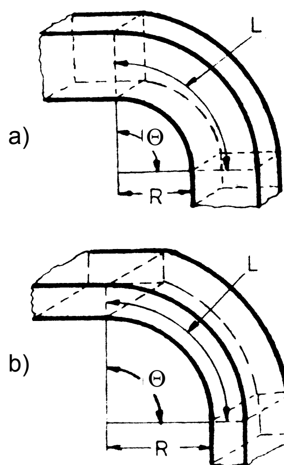
Vlnovody je možné ohýbat jak přes širokou stranu - ohyb v rovině elektrického pole (tzv. E-ohyb), tak přes úzkou stranu - ohyb v rovině magnetického pole (tzv. H-ohyb).

*Obr. 2.2 - 12. Dvoustupňový ohyb v rovině H*



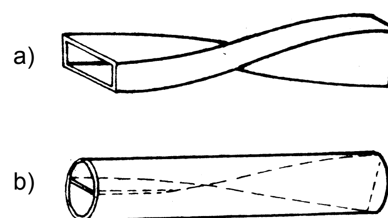

*Obr. 2.2 - 13. Graf k určení rozměrů dvoustupňového ohybu v rovině H*




*Obr. 2.2 - 14a, 14b. Pozvolné vlnovodové ohyby: a) ohyb v rovině H, b) ohyb v rovině E*

Pravoúhlé ohyby v obou rovinách jsou naznačeny na obr. 2.2 - 9a, 9b. Přibližné rozložení siločar elektrického pole v místě pravoúhlého ohybu v rovině E je znázorněno na obr. 2.2 - 9c. Optimální rozměry jednostupňových pravoúhlých ohybů v rovině E i H je možné určit z grafů na obr. 2.2 - 10 a obr. 2.2 - 11. Dvoustupňové ohyby po 45 ° jsou širokopásmovější (obr. 2.2 - 12). Zde se střední délka L přibližně rovná čtvrtině vlnové délky ve vlnovodu. V tomto případě odrazy vzniklé na jednom stupni ohybu se kompenzují odrazy vzniklými ve druhém stupni. Pro dvoustupňový ohyb v rovině E se bere délka *L* rovná čtvrtině délky vlny ve vlnovodu, pro ohyb v rovině H se délka určí z grafu na obr. 2.2 - 13. Prakticky je však lépe stanovit správnou délku *L* experimentálně.

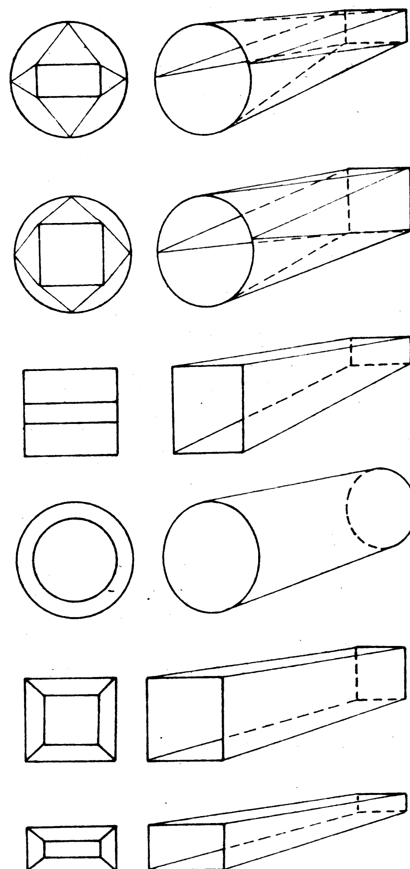
Plynulý kruhový ohyb vlnovodu je možné pokládat za část vedení, jehož vlnový odpor se liší od vlnového odporu přímého vlnovodu o hodnotu, která závisí na velikosti úhlu ohybu, jeho poloměru a mechanických tolerancích jeho průřezu. Jestliže ohyb je bez tvarových odchylek, vznikají odrazy na obou koncích, a to ve stejné velikosti. Ohyb by měl tedy mít střední délku L rovnou libovolnému násobku poloviny vlny ve vlnovodu. Uvedené odrazy se zvětšují se zmenšováním poloměru ohybu. Vlnová délka v ohybu je téměř stejná jako vlnová délka v přímé části vlnovodu (platí pro ohyby bez poruch tvaru průřezu). Pro konstrukci širokopásmových ohybů lze použít dvě možnosti. Buď se provede poloměr křivosti velmi veliký, takže odrazy od obou konců jsou zanedbatelné. Nebo se provede poloměr křivosti velmi malý ($\lambda_g/2$), takže odchylka od poloviny vlnové délky ve vlnovodu je v celém kmitočtovém pásmu malá. V praxi se používá obou metod, avšak ohyby s krátkým poloměrem jsou častější. Na obr. 2.2 - 14a, 14b jsou zobrazeny kruhové ohyby v rovině E i H na pravoúhlém vlnovodu.




*Obr. 2.2 - 15a, 15b. Vlnovodové zkruty: a) zkrut na pravoúhlém vlnovodu, b) zkrut na kruhovém vlnovodu*

Výrobní postup těchto ohybů je různý podle dosažitelnosti technologie. Dříve se používala technologie spočívající v tom, že rovný díl vlnovodu se naplnil Woodovým kovem a vlnovod se ohnul na ohýbačce nebo v lisu. Potom se kov po ohřátí vylil. Lze použít též metody galvanického pokovení nebo třískového obrábění. Nejčastěji se rovný díl vlnovodu vyplní planžetami různé tloušťky,které se po ohybu jedna po druhé vytáhnou. Tato metoda často vyvolá nepříjemné deformace stěn vlnovodu a tím i zhoršení elektrických vlastností. Nejpřesnější je již zmíněná metoda třískového obrábění, kdy ohyb se vyrobí ze dvou polovin tvaru U (případně tvaru U a rovné desky) a přesně sesadí pomocí naváděcích kolíků.

Za určitý druh ohybu lze pokládat i tzv. zkrut (twist), viz obr. 2.2 - 15a, 15b. Platí opět zásada, že čím délší je



*Obr. 2.2 - 16a až 16f. Příklady přechodu vlnovod-vlnovod.*

zkrut, tím lepší jsou elektrické vlastnosti. Výrobní postup je stejný jako u ohybů s tím, že se nepoužívá třískového obrábění.

*d) Přechod vlnovod - vlnovod*

Tyto přechody jsou v praxi méně obvyklé. Většinou se s nimi setkáme při přechodu mezi dvěma obdélníkovými vlnovody, když potřebujeme připojit měřicí přístroje s daným vlnovodovým výstupem na některý bližší průřez. V anténí technice, která zpracovává kruhovou polarizaci, často potřebujme realizovat přechod mezi kruhovým vlnovodem a čtvercovým nebo obdélníkovým vlnovodem. Na obr. 2.2 - 16a, 16b, 16c, 16d, 16e, 16f je uvedena schematicky řada přechodů, které se v praxi používají.

Uvedené přechody je možné realizovat jako pozvolné nebo skokové. Pozvolné přechody vycházejí delší, ale nejsou náročné na elektrický výpočet a mechanická konstrukce si s nimi dobře poradí. Pozvolné přechody musí splňovat pouze dva požadavky. Příčné rozměry musí umožňovat přenos elektromagnetické energie v základních videch vln a mechanická délka musí být alespoň 3 až 4 násobek vlnové délky $\lambda_g$, počítané pro vid s nejdelší vlnovou délkou. Platí pravidlo, že čím je přechod delší (a tedy změny průřezu pozvolnější), tím je lepší impedanční přizpůsobení. Standardní přechody těchto typů mají ČSV ≤ 1,1. Pro měřící účely je třeba dosáhnout lepších hodnot (ČSV ≤ 1,02).

Technologie výroby těchto přechodů je většinou náročná. Lze použít tří základních způsobů výroby.

1) Při podélném rozdělení přechodu na dvě poloviny použijeme metody třískového obrábění se zajištěním přesného sesazení obou dílů a lapování styčných ploch. U pravoúhlých přechodů bychom měli dodržovat požadavek dělení vlnovodů v místě nulových proudů.

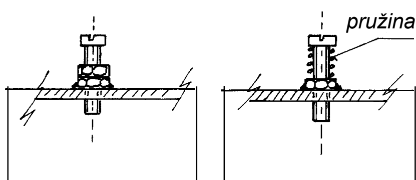
Tento elektricky správný způsob dělení je však technologicky náročný (problém přesného sesazení dvou zrcadlových profilů) a raději dělíme profil tak, aby byl sestaven z „korýtka“, které je kryto rovnou krycí deskou. Broušení a lapování styčných ploch je nutné. Popsaný způsob výroby lze použít u přechodů mezi pravoúhlými vlnovody.

2) Pro přechody mezi kruhovým a pravoúhlým vlnovodem použijeme metody galvanoplastického zhotovení přechodu. Na přesně vyrobené jádro (obvykle z vyleštěného polymethylmetakrylátu - organického skla) se vakuově napaří např. stříbro a potom se pomalu nanáší vrstva mědi. Podle druhu mechanické funkce přechodů se volí tloušťky stěny 1 až 2 mm. Vzniklý polotovar se na koncích opracuje a jádro se rozpustí např. v chloroformu (při použití organického skla). Rozpuštění jádra trvá poměrně dlouho (několik dnů až týdnů). Některé tvary přechodů by dovolily jádro mechanicky vyrazit po předešlém zmrazení na teplotu kolem -20 °C. Vnitřní vrstva postříbření se však často poškodí.

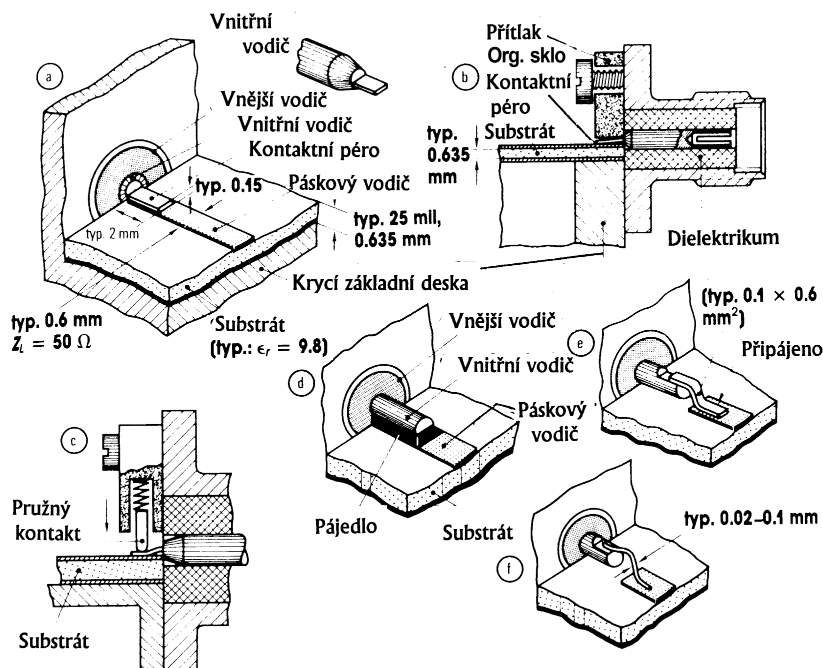
3) Třetí způsob - přesné lití - se použije tam, kde se jedná o výrobu většího počet kusů.

*e) Pohyblivá spojení*

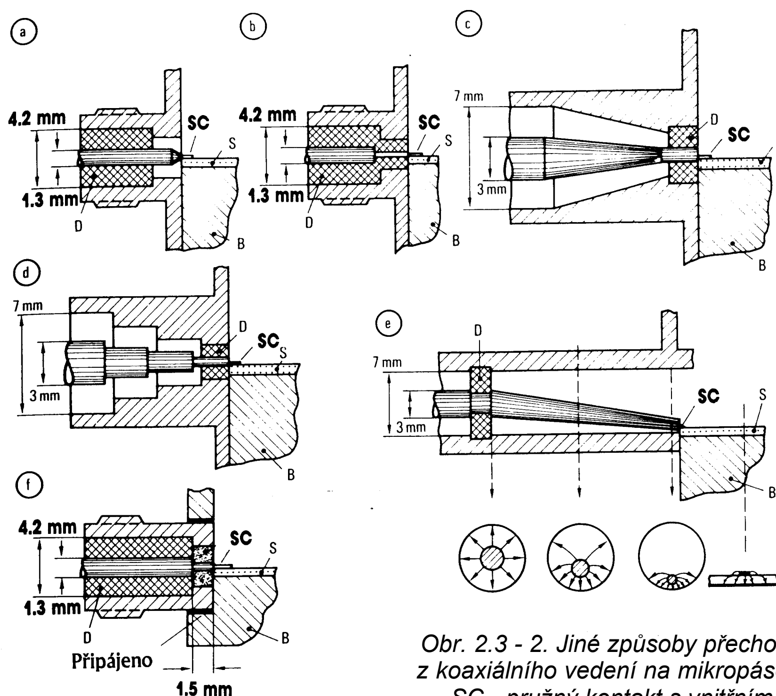
Zatímco u koaxiálních vedení bylo možné používat pohyblivých elektric-



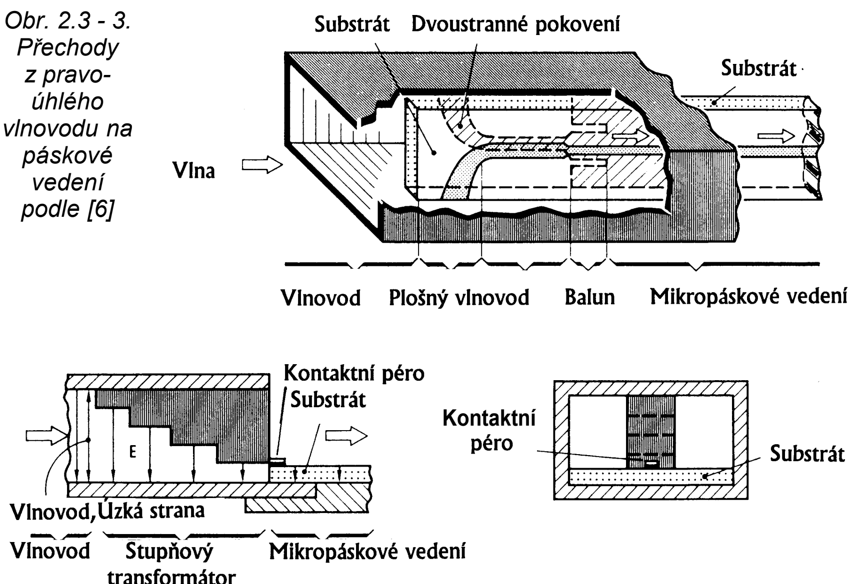

*Obr. 2.2 - 17. Příklad ladicího šroubku ve vlnovodu.*




*Obr. 2.3 - 1. Příklady připojení koaxiálního vedení na mikropáskové vedení: a) volné pero (f ≤ 18 GHz), b) totéž, jako za a), ale s dielektrickou příložkou, c) totéž jako za a), ale s pružným kontaktem, d) připájeno na vnitřním vodiči (f ≤ 1 GHz), e) připájený pásek (f ≤ 0,5 GHz), f) připájený drátek (f ≤ 0,2 GHz) podle [6]*




*Obr. 2.3 - 2. Jiné způsoby přechodu z koaxiálního vedení na mikropásek. SC - pružný kontakt s vnitřním vodičem, S - tloušťka dielektrika 0,635 mm, $\epsilon_r$ = 9,8, B - krycí základní deska, D - dielektrikum (podle [6])*




*Obr. 2.3 - 3. Přechody z pravoúhlého vlnovodu na páskové vedení podle [6]*

kých kontaktů (i když poměrně nespolehlivých), ve vlnovodové technice je to téměř vyloučeno, neboť měnící se přechodový odpor mezi pohyblivou součástí a vlnovodem způsobuje silné poruchy činnosti.

S pohyblivými spoji se setkáme pouze u pohyblivých zkratů na konci laděných vlnovodových prvků nebo u tzv. rotačních spojek. Tyto díly jsou vždy opatřeny úseky rezonančních vedení nakrátko, které, podobně jako tomu bylo na obr. 2.1 - 20, vytvoří elektrický zkrat v požadovaném místě vlnovodu.

Jediné místo, kde se konstruktér setká s pohyblivým spojením, jsou ladicí šroubky na sekcích vlnovodových filtrů (obr. 2.2 - 17) nebo v místech impedančního přizpůsobení pomocí šroubků v blízkosti antén nebo speciálních mikrovlnných dílů. Ladicí šroubky procházejí stěnou vlnovodu, která je opatřena připájenou maticí. Na dřík šroubku je navlečena buď další kontramatice, která udržuje dobrý kontakt mezi dříkem šroubku a stěnou vlnovodu, nebo je navíc dřík opatřen navlečenou pružinou, která také svým pnutím zpevňuje kontakt.

Existuje dále celá řada způsobů, jak kontakt udržet. Zásadně jde vždy o zajištění axiálního pnutí mezi šroubkem a stěnou vlnovodu.

## 2.3 Pásková vedení - přechody

Mechanická konstrukce a elektrická konstrukce páskových vedení se navzájem prolínají a jsou předmětem speciálních odborných prací, kterých je v současné době již celá řada.

Na obr. 2.3 - 1 a obr. 2.3 - 2 jsou uvedeny příklady konstrukčních míst, kde se stýká koaxiální technika s technikou mikropásků. Na obr. 2.3 - 3 je uveden příklad přechodu mezi vlnovodem a mikropáskovým vedením [6].

# 3. Antény

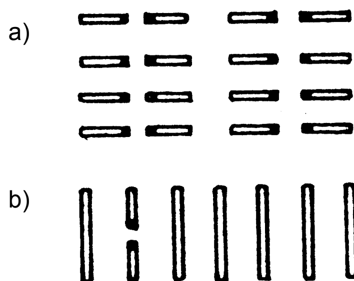
V této části bude čtenář - pracovník mechanické konstrukce - seznámen se základními pojmy z techniky antén a se základními typy antén, se kterými se může v oboru mikrovlnných antén nejčastěji při své práci setkat a jejichž činnost může ovlivnit v kladném i v záporném smyslu.

Mimo uvedené typy antén existuje ještě celá řada dalších typů antén, více či méně odvozených z uvedených základních typů [11, 12]. S těmi se však konstruktér, strojař, setká méně často. Obvykle jsou již konstrukčně vyřešeny v anténní laboratoři včetně požadavků na meteriál a výrobní tolerance. Některé tyto typy budou pro širší informaci v krátkosti popsány ke konci kapitoly.

Do oboru mechanické konstrukce patří též **zkoušky odolnosti antén vůči mechanickému namáhání a vlivům prostředí**. Těmto otázkám bude věnována zvláštní pozornost.

## 3.1 O anténách obecně

Ve stati 1.4 byla popsána jednoduchá anténa, vytvořená rozevřeným koncem dvoudrátového vedení, z něhož přecházela postupná elektromagnetická vlna do volného prostoru. Tento jev lze označit jako vyzařování. Ačkoliv vyzařovat může každé určité uspořádání vodičů konečných rozměrů, na kterých existuje rozložení proudu a napětí z časovou závislostí (řekněme proudu vysokofrekvenčního), je většinou důležitá podmínka, aby rozměry vodičů byly srovnatelné s délkou použité vlny daného kmitočtu.




*Obr. 3,1 - 1a, 1b. Anténní řady dipólů (schematicky)*

Antény jsou tedy takové uspořádání vodičů, které umožní přechod elektromagnetické vlny z vedení do prostoru. Jde tedy o určitý transformátor určitého typu elektromagentické vlny. Všeobecně je známé uspořádání vodičů do tvaru **dipólu**, tj. dvou vodičů dlouhých např. čtvrt vlny, připojených většinou kolmo na konce dvoudrátového vedení. Antény tohoto a odvozených typů se převážně používají na nižších kmitočtech. V oblasti mikrovlnných kmitočtů se používají, s ohledem na malé rozměry, jen výjimečně. Rozšíření technologie plochých (tištěných) antén zavedlo opět dipóly do techniky mikrovlnných antén. Pokud jsou dipóly používány, pak téměř výhradně seřazeny do tzv. **anténních řad** (obr. 3.1 - 1a, 1b). Seřazení dipólových prvků do plošné řady představuje **plošnou anténní řadu** se vzájemnou vzdáleností prvků nepřesahující obvykle půl vlny a připojených vhodným vedením na vysílač nebo přijimač. Tato anténa vytváří v prostoru vlnu šířící ve směru kolmém k rovině řady (na obě strany od řady). Umístíme-li tuto řadu před vodivou odraznou stěnu (reflektor) do vhodné vzdálenosti, vytvoříme anténu se zářením pouze do jednoho směru, směru od reflektoru.

Dipólové antény můžeme též řadit podél společné osy do tzv. **podélné anténní řady**. Jsou-li prvky napájeny s vhodnou fází a amlitudou, vyzařuje anténa převážně jedním směrem, a to ve směru osy prvků. Na rozdíl od plošné řady můžeme napájecí vedení k jednotlivým prvkům vynechat (mimo jeden z prvních prvků) a vhodnou roztečí a délkou prvků nastavit (v důsledku vzájemné vazby mezi prvky) takové poměry proudu a napětí na vodičích prvků, že výsledné vyzařování řady je opět jednosměrné (ve směru osy). Tak pracuje např. známá anténa Yagi-Uda.

Shora uvedený plošný reflektor můžeme nahradit např. parabolickým reflektorem, který bude ozařován pouze jediným zářičem. Využijeme tak geometrických vlastností paraboly, kde paprsky vedené z ohniska se odrážejí od povrchu paraboloidu ve směru rovnoběžném s osou paraboloidu. Tato jednoduchá reflektorová anténa má zpravidla pouze jeden prvek připojený na zdroj - tzv. **ozařovač** neboli **primární zářič**. V praxi je tato anténa hojně používána a pojednáme o ní dále.

Jinou čato používanou anténou je tzv. **trychtýřová anténa** (respektive její modifikace), jejíž princip jsme již popsali v kapit. 1.4. Vzhledem k tomu, že prostý **otevřený konec vlnovodu**

má rozměry srovnatelné s vlnovou délkou, je schopen vyzařovat elektromagentické vlnění.

Uvedené typy antén vyzařují určitou rovinnou plochou, kterou nazýváme **apertura** neboli **ústí** antény. V kapitole 1.4 jsme ukázali, že rovinnost čela vlny podmiňuje vyzařování převážně v jednom směru. Anténu, která by vyzařovala rovnoměrně do všech směrů v prostoru, nelze prakticky realizovat, jde o anténu hypotetickou. Tato anténa je však vhodná pro hodnocení směrových vlastností jiných antén a nazýváme ji **izotropickým zářičem**.

Směrové vlastnosti antén hodnotíme tzv. **absolutním činitelem směrovosti**, který se určí podle vzorce:

$S_a = 4\pi \cdot A_e / \lambda^2$,

kde $A_e$ je tzv. efektivní plocha ústí antény. Absolutní činitel směrovosti, zkráceně směrovost antény $S_a$ udává, kolikrát se zvětší intenzita elektromagnetické energie ve směru maxima záření antény, připojíme-li zdroj k dané směrové anténě místo k izotropickému zářiči.

Pro mikrovlnné antény trychtýřové a reflektorové se dá efektivní plocha vyjádřit přímo geometrickou plochou ústí antény. U jiných typů antén jde o výrazy složitější. Tak např. pro rotační parabolický reflektor je směrovost dána jako:

$S_a = \eta \cdot (\pi \cdot D/\lambda)^2$,

kde $D$ je průměr ústí reflektoru a $\eta$ je koeficient závislý na rozložení elektromagnetického pole podél ústí reflektoru. Tento koeficient se nazývá **účinost ozáření** ústí antény ($\eta < 1$).

Vedle směrovosti se v praxi užívá veličina zvaná **zisk antény** $G_O$. Zisk antény je činitel směrovosti naměřený na reálné anténě, u níž se projeví různé přídavné ztráty (rozptylem, ve vodičích) přenášené energie, reprezentované koeficientem $k < 1$.

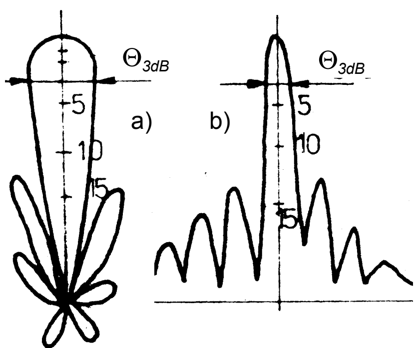
Platí, že:

$G_O = k \cdot S_a$

nebo

$G_O = 10 \cdot \log(k \cdot S_a)$ [dB].

Pomocí výše uvedených parametrů jsme charakterizovali vysílací antény. Podle již uvedeného principu reciprocity platí vše i pro antény přijimací.



*Obr. 3.1 - 2a, 2b. Příklad vyzařovacího diagramu: a) v polárních souřadnicích, b) v pravoúhlých souřadnicích*

Další charakteristickou vlastností antény je její **směrový diagram** (vyzařovací diagram). Jde obvykle o graficky zobrazenou závislost mezi intenzitou záření a prostorovým úhlem, měřeným obvykle od určité osy, nejčastěji od směru maxima záření. V praxi se nejčastěji měří pouze dva diagramy, a to v rovinách na sebe kolmých. Diagramy mohou být kresleny buď v souřadnicích pravoúhlých nebo polárních ( obr. 3.1 - 2a, 2b).

Na diagramech antén nás obvykle zajímá tvar hlavního laloku, charakterizovaný tzv. třídecibelovou šířkou $\Theta_{3dB}$ a úrovní postranních laloků. Postranní laloky jsou obvykle nežádoucí projev směrové antény, neboť umožňují vysílání nebo příjem mimo směr hlavního laloku. Jejich úroveň je dána jednak základními vlastnostmi toho kterého typu antény, ale také podmínkami **mechanické konstrukce** celé antény.

Stanovení směrovosti nebo zisku antény je možné měřením [9] nebo výpočtem, pro který existuje v současnosti řada programů na PC (např. [2] nebo [5]).

## 3. 2 Parabolický reflektor

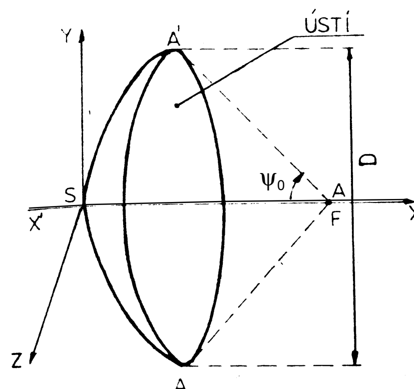
Tento typ antény našel široké použití již od dob H. Hertze, který s parabolickou válcovou anténou dokazoval vlnový charakter elektromagnetického pole.

Parabolické reflektory se používají všude tam, kde je třeba, obdobně jako u světelných reflektorů, soustředit elektromagnetickou energii do úzkého svazku.

Parabolický reflektor může být buď rotační nebo válcový. To jsou dva základní typy. V mikrovlnné technice často potřebujeme rozdělit energii v prostoru podle nějaké zákonitosti. K tomu slouží odvozené typy parabolických reflektorů, tzv. tvarované reflektory. Obecně se parabolické reflektory jako antény používají od kmitočtů asi 400 MHz. Velikost reflektoru se volí od průměru asi 10λ a větší.

V zásadě neděláme reflektory menší než uvedeno. Je-li poměr průměru a vlnové délky příliš malý, nechová se již reflektor jako optický systém (zákony optiky zde platí prakticky pro nekonečně krátké vlny). Výpočty zisku a tvaru diagramů záření pak nesouhlasí s měřením a projevuje se podstatě výrazněji přezařování na okraji reflektoru, případně vliv zastínění ústí reflektoru držáky primárního zářiče nebo primárním zářičem samým.

Čím větší reflektor, tím větší jsou nároky na jeho mechanickou konstrukci, která musí zajistit zejména tvarovou stabilitu parabolické plochy. Tvarová stabilita pak závisí na hmotnosti konstrukce, ale důležité jsou i vlivy teploty okolí a tlaku větru.



*Obr. 3.2 - 1. Geometrie parabolického reflektoru*

*a) Geometrické závislosti*

Rotační paraboloid je definován dvěma parametry - ohniskovou vzdáleností $f$ (poloparametr) a velikostí ústí $D$ (obr. 3.2 - 1). Velmi často se uvádějí parametry parabolického reflektoru poměrem $f/D$. Rotační paraboloid je dán rovnicí:

$y^2 + z^2 = 4 \cdot f \cdot x$,

tvořicí parabola rovnicí:

$y^2 = 4 \cdot f \cdot x$,

úhel otevření ústí je definován jako:

$\mathrm{tg}\,\psi_0/2 = D/4 \cdot \mathrm{f}$,

poměr středního paprsku k paprsku okrajovému je:

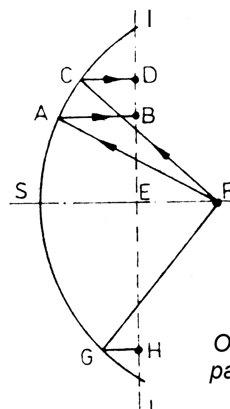
$\overline{FS}/\overline{FA'} = \cos^2(\psi_0/2)$; $\overline{FS} = f$

*b) Optické vlastnosti*

Budiž v ohnisku F umístěný bodový zdroj záření. Pak, podle dobře známé vlastnosti paraboloidu, dráhy, které uběhnou paprsky $\overline{FAB}$, $\overline{FCD}$ a $\overline{FGH}$ jsou stejné (obr. 3.2 - 2). Je-li v ohnisku zdroj elektromagnetických vln, pak všechny paprsky, které dosáhnou do ústí IJ, jsou ve fázi a v ústí vznikne rovinná vlna, o které víme, že soustřeďuje energii převážně do jednoho směru, kolmého k rovině ústí.

*c) Sestava antény - technologie a konstrukce*

Základní součástí parabolické antény je reflektor, vyrobený buď z kovu, nebo z plastu. Ve všech případech je odrazný povrch kovový. Reflektory se vyrábějí z plného nebo děrovaného plechu, z kovových tyčí nebo z metalizované plastické hmoty (plastická hmota se pokovuje např. šopováním zinku nebo ve speciálních případech vakuovým napařováním). Podle roz-



*Obr. 3.2 - 2. Odraz paprsků v rotačním paraboloidu*

měrů reflektoru a požadované přesnosti tvaru může být pro výrobu použita různá technologie.

**Obrábění**: tato technologie je vhodná pro malé paraboloidy s požadavkem na velkou přesnost tvaru. Nejvýhodnější je technologie s využitím číslicově řízeného obráběcího stroje. Tvar odrazné plochy je obráběn přímo v kovovém bloku tepelně zpracovaném pro odstranění případných pnutí materiálu. Jedná se však o velmi nákladnou technologii.

**Kovotepectví**: je vhodné pro střední velikosti reflektorů o průměru několika metrů i více. Přesnost vyrobeného profilu je kolem 3 až 5 mm. Technologie je vhodná při výrobě pouze několika málo kusů.

**Kovotlačitelství**: využívá formy (kopyta) z kovu nebo z jiného trvanlivého materiálu. Na formu se na kovotlačitelském soustruhu naformuje ručně nebo automaticky plechová deska. Výroba tímto způsobem je poměrně rychlá, avšak při ruční výrobě pro obsluhu soustruhu fyzicky namáhavá. Technologie se dá použít pro všechny průměry až do velikosti asi 2 až 3 m. Přesnost výrobku závisí na použitém materiálu a zkušenostech výrobce. U velkých reflektorů nedosáhneme přesnosti lepší než 4 až 5 mm.

**Lisování**: Tato technologie využívá lisovacích postupů, používaných např. v automobilovém průmyslu a jinde. Je velmi náročná na výrobu nástrojů, je možno dosáhnout vysoké přesnosti s odchylkami menšími než 1 mm. Je však velmi drahá a vyplatí se pouze pro velké výrobní série. Průběžná kontrola dodávaných plechů je podmínkou.

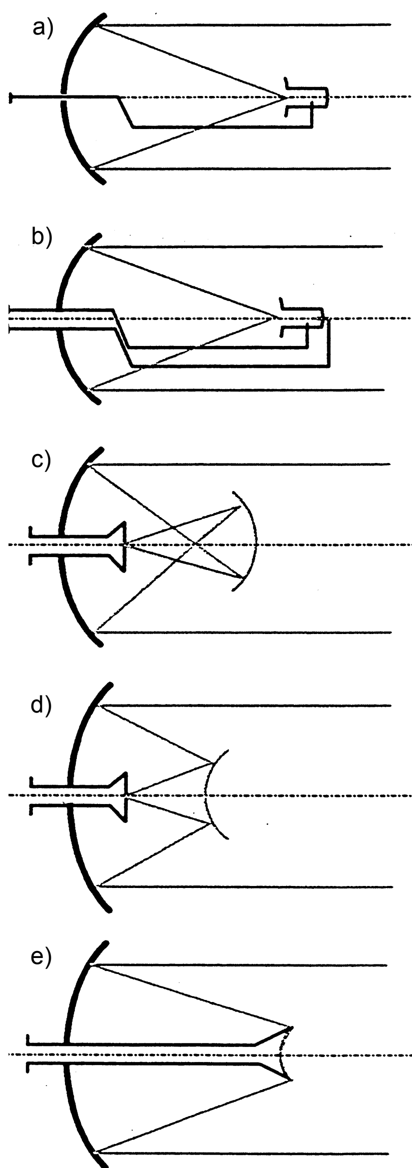
**Podtlakové lisování plastů**: využívá opět přesné formy (kovové nebo jiné), na kterou se nanese vhodná plastická hmota, případně vrstva skelného laminátu. Celek se pokryje fólií z plastické hmoty a z formy se vyčerpá vzduch. Po určité době polymerace (1 až 2 dny) dostaneme velmi přesný výrobek s odchylkou pod 1 mm. Odrazná plocha reflektoru se může vytvořit buď šopováním zinkem, nebo při použití skelného laminátu se vytvoří vložením kovové fólie. Šopování musí být provedeno velmi pečlivě na dobře vyzrálé plasty, jinak se šopovaná vrstva odlupuje (i po delším čase).

Kovové fólie u skelného laminátu musí být velmi tenké (asi 0.05 mm) a ukládají se na první tenkou vrstvu laminátu (o síle max. 1 mm) v úzkých pásech (širokých max. 100 mm). Dbáme na dostatečné překrytí pásů, aby reflektor „neprosakoval“ elektromagnetickou energii. Je výhodné položit alespoň dvě vrstvy fólie, separované tenkou vrstvou pojidla nebo plastu.

**Voštinové segmenty**: větší a velmi přesné reflektory (chyba pod 0.5 mm) se mohou vyrábět z dílů (sendvičů). Tato technologie vyžaduje rozsáhlé zkušenosti výrobce a dokonalé dílenské vybavení. Voštinové segmenty se musí upevnit do příhradové konstrukce obvykle opatřené prvky pro korekci tepelné dilatace.

Každý reflektor je upevněn do nějaké nosné konstrukce, odpovídající tomu kterému použití antény (radiolokace, družicové spoje, retranslační spoje, induviduální příjem z družic). Požadavky na přesnost i tuhost této konstrukce pak vyplývají z použití stejně, jako z vlivů prostředí (vítr, povětrnost a pod.).

**Primární zářič** (ozařovač) je aktivní člen reflektorové antény v tom smyslu, že je připojen příslušným vedením na vysílač nebo přijimač. Součástí primárního zářiče bývají další mikrovlnné díly, jako jsou polarizátory, výhybky nebo přímo části aktivních obvodů (zesilovače apod.). Primární zářič je umístěn do úrovně ohniska




*Obr. 3.2 - 3a až 3e. Různé způsoby ozařování reflektoru z ohniska: a) přímé ozařování s jednou polarizací, b) přímé ozařování se dvěma polarizacemi, c) nepřímé ozařování - systém Gregory, d) nepřímé ozařování - systém Cassegrain, e) zpětný zářič*

reflektoru, respektive do přesně určené polohy u složitějších anténních systémů. Nejčastějším primárním zářičem je nějaký typ trychtýřové antény. Ústí zářiče bývá kryto proti vlivům povětrnosti dielektrickým krytem, jehož rozměry a materiál ovlivňují elektrické vlastnosti primárního zářiče (impedanci a diagram záření). Nelze je tedy měnit bez dohody s konstruktérem elektronikem. Napájecí vedení (vlnovody) jsou někdy přetlakovány (3 až 10 kPa), takže konstrukce dielektrického krytu s tím musí počítat.

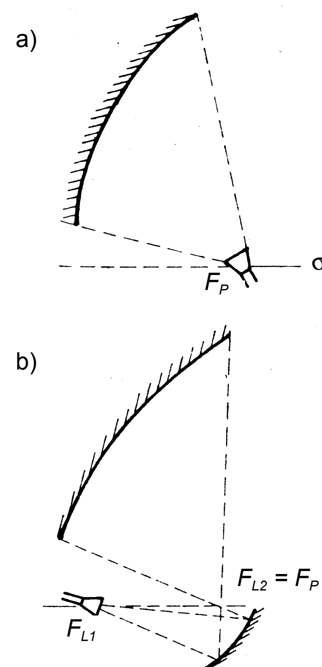
Rotační parabolické reflektory lze ozařovat různými způsoby podle obr. 3.2 - 3a až 3e. Obrázky 3.2 - 3c, 3d ukazují tzv. nepřímý způsob ozařování pomocí eliptického subreflektoru (systém Gregory) nebo hyperbolického subreflektoru (systém Cassegrain).

Oba subreflektory jsou konfokální s hlavním parabolickým reflektorem (mají společné jedno ohnisko). Někdy je třeba ozářit hlavní reflektor tak, aby se nezastínily paprsky vycházejících z ústí antény. Pak ozařujeme pouze část rotačního paraboloidu.

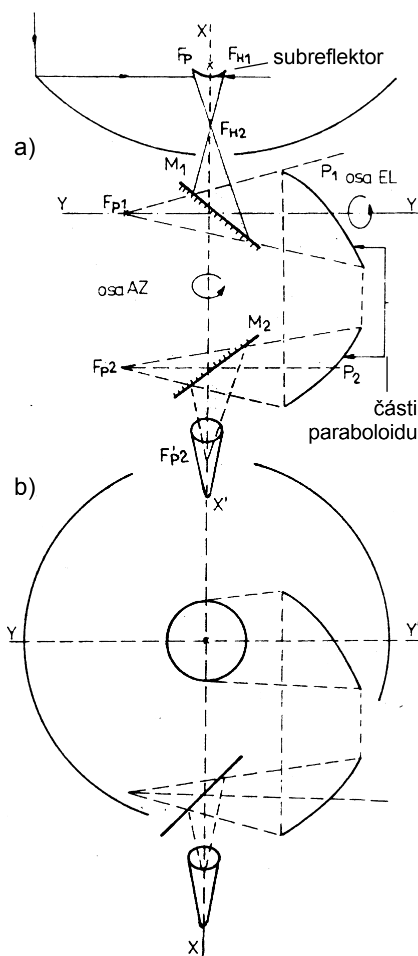
Uspořádání podle obr. 3.2 - 4a, 4b nazýváme off-set.

Subreflektory používáme tam, kde je třeba zkrátit spojovací vedení mezi elektronickou částí zařízení a anténou. Používají se zejména u antén s průměrem reflektoru větším než 2 m.

Soustavy ozařovačů jsou upevňovány před hlavní reflektor buď samonosně přívodním vlnovodem (u menších reflektorů) nebo trínožkou, upevněnou na okraj reflektoru (nebo v určité vzdálenosti od okraje směrem do středu). Držáky ozařovačů musejí procházet plochou reflektoru a musí být zakotveny až v nosné konstrukci.



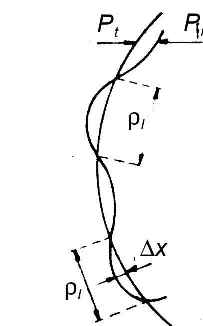

*Obr. 3.2 - 4a, 4b. Ozařování off-set: a) z ohniska, b) systém Gregory*




*Obr. 3.2 - 5. Základní princip svazkového vlnovodu:*
*a) anténa směřuje k nebi,*
*b) anténa směřuje na horizont*

**Speciální napáječ parabolického reflektoru - svazkový vlnovod**

Parabolický reflektor, respektive jeho primární zářič, je připojen na vysílač nebo přijimač obvykle vlnovodovým nebo koaxiálním vedením. V určitých případech jsou ztráty v tomto vedení ze systémového hlediska nevhodné (antény pro řízení kosmických letů a antény pro radioastronomii). U rozměrných reflektorů není možné umístit složitou mikrovlnnou aparaturu přímo za reflektor a raději ji umisťujeme mimo anténu. Jako spoj primárního zářiče s aparaturou se pak používá tzv. **svazkový vlnovod** (periskopické spojení). Protože uvedené antény je třeba obvykle natáčet v azimutu i v elevaci, je zmíněný spoj dosti složitý. Příklad takového spoje je na obr. 3.2 - 5. Spoj se skládá ze čtyř reflektorů, dvou rovinných a dvou parabolických. Rovinné reflektory M1 a M2 mají společnou osu xx'. Tato osa je osou otáčení v azimutu. Osa yy' prochází středem reflektorů M1 a parabolického reflektoru P1 a je osou otáčení v elevaci. Reflektor M1 je součástí zadní konstrukce hlavního reflektoru a otáčí se s ní. Tři reflektory P1, P2 a M2 tvoří celek společně s opěrnou konstrukcí celé antény. Otáčí se tedy kolem osy AZ současně s anténou. Vlastní trychtýřový ozařovač není svázaný s reflektorem M2 a zůstává nepohyblivě spojený s mikrovlnnou aparaturou.




*Obr. 3.2 - 6. Odchylky profilu*

Radioelektrickou činnost antény vysvětlíme na případu přijimací soustavy. Na hlavní reflektor dopadá rovinná vlna, která je po odrazu od reflektoru transformována na vlnu kulovou. Po druhém odrazu od reflektoru (hyperbolického) zůstává nadále kulová a po průchodu ohniskem FH2 dopadá na rovinný reflektor M1. Tento reflektor obrátí směr postupu vlny kolmo k původnímu směru a to na parabolický reflektor P1, jehož ohnisko FP1 je opticky souměrné s ohniskem FH2 (vzhledem k rovině reflektoru M1). Po odrazu od reflektoru P2 se opět mění na kulovou vlnu, která po odrazu od rovinného reflektoru M2 se konečně dostane do trychtýřové antény - do jejího fázového středu.

*d) Mechanické tolerance a vlastnosti reflektorové antény*

Použije-li se kterákoliv technologie výroby parabolického reflektoru, vždy vznikne určitý rozdíl mezi vypočtenou a skutečnou plochou (obr. 3.2 - 6). Přesnost profilu reflektoru je nesmírně důležitá jak z hlediska elektrických parametrů antény, tak z hlediska nákladů na výrobu. To musí mít na zřeteli i řešitel celého elektronického systému, aby vhodně rozdělil požadavky na jednotlivé díly systému. Všeobecně se počítá, že u antén s průměrem větším než 2 m tvoří náklady na anténní systém kolem 30 % celkových nákladů na celý systém.

K určení vlivu tolerance tvaru reflektoru na elektrické parametry - na vyzařovací diagram - existuje řada více či méně složitých postupů. Problém si můžeme definovat asi takto:

Budiž teoretický parabolický profil $P_t$. Skutečný profil $P_r$ se odchyluje v kladném nebo záporném směru od ideálního profilu. Tato odchylka $\Delta x$ se nazývá výrobní tolerancí a je vyjádřena kladnou nebo zápornou hodnotou ($\pm\Delta x$). Veličina se měří kolmo na vydutý povrch.

Proměnná $\rho_l$ se nazývá korelační interval. Určuje velikost oblasti, ve které je jen jeden bod, jehož odchylka dosahuje dané výrobní tolerance. Tento činitel určuje periodu chyb a $\Delta x$ určuje amplitudu chyb.

Protože $\Delta x$ je veličina náhodná, používáme ve výpočtech její **středně kvadratickou hodnotu σ**, zvanou někdy též efektivní tolerance reflektoru:

$\sigma = \sqrt{(\sum \Delta x_i^2/n)}$,

kde *i* je celé číslo v intervalu 1 až n.

Mimo uvedené náhodné odchylky od přesného tvaru reflektoru vznikají za provozu (zejména u velikých reflektorů o průměru větším než 15 až 20 m) deformace celé reflektorové plochy. Deformace mohou vznikat působením mechanického namáhání, např. tlakem větru, vibracemi, nárazy cizích těles, slunečním zářením nebo též vlivem gravitace. Tyto deformace mají vliv na rozložení elektromagnetického pole v ústí antény a působí většinou jako ztráty na zisku.

Dalším vlivem tvarových odchylek je změna vyzařovacího diagramu - - např. úrovně postraních laloků. Na obr. 3.2 - 7 je vyznačena závislost úrovně postraních laloků na poměru $\Delta x/\lambda_0$. Na vodorovnou osu je vynášena hodnota:

$u = (\pi \cdot D/\lambda_0) \cdot \sin\theta$,

kde *D* je průměr rotačního paraboloidu a θ je úhel měřený od maxima na jednu stranu.

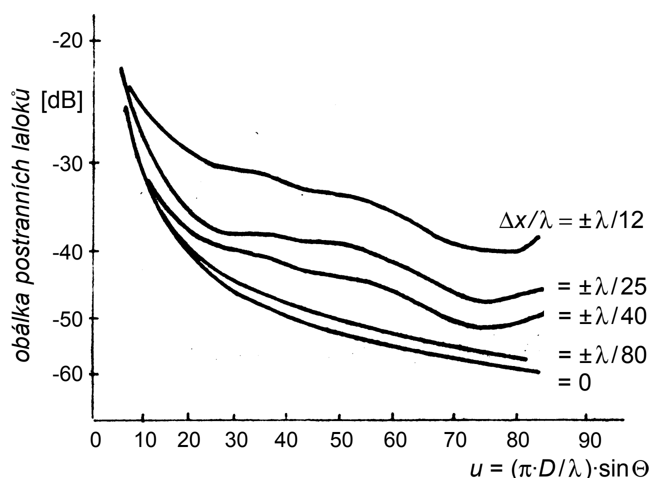
Na zisk má vliv tvarová odchylka podle vztahu:

$G = G_0 \cdot \exp(-d^2)$, kde $d = 4 \cdot \pi \cdot \sigma/\lambda_0$.

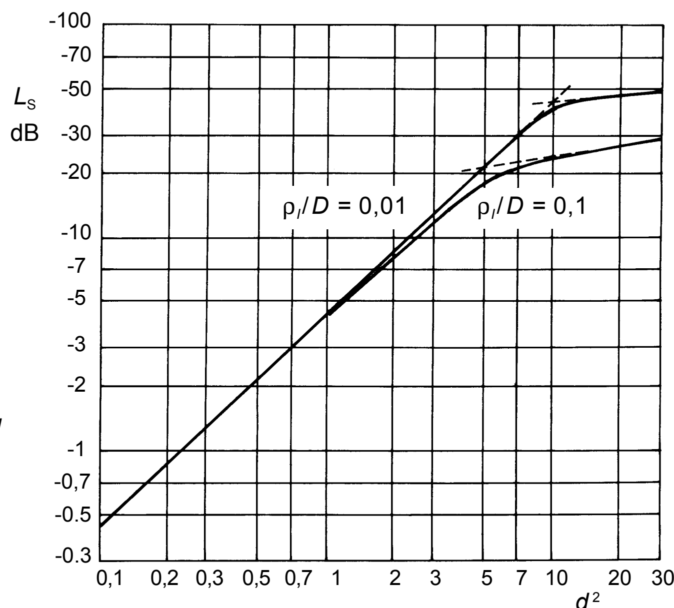
Ztrátový činitel $L_S$ povrchové nepřesnosti se dá potom definovat jako:

$L_S = G/G_0$.

Tento vztah platí pro malé ztráty. Vliv korelačního intervalu $\rho_l$ se dá určit složitějším výpočtem. Pro informaci




*Obr. 3.2 - 7. Výrobní odchylky a úroveň postraních laloků diagramu (okraj reflektoru ozářen na -l0 dB)*



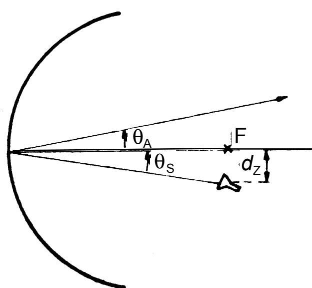

*Obr. 3.2 - 8. Ztrátový činitel a povrchová nepřesnost reflektoru*

poslouží graf na obr. 3.2 - 8. Vidíme, že pro malou velikost $d^2$ ($d^2$ << 1) je ztráta dána asymptotou:

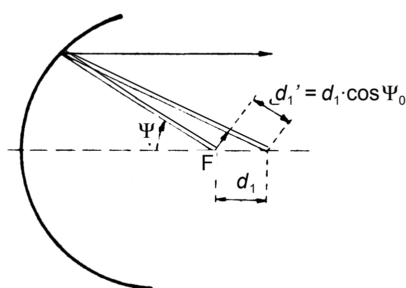
$L_S = 10 \cdot \log(-d^2)$ [dB]

a je nezávislá na korelačním intervalu. Pro veliké odchylky ( $d^2$ > 10) je ztráta dána druhou asymptotou:

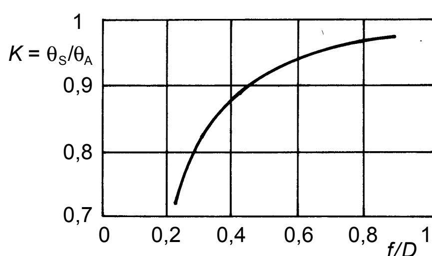
$L_S = 10 \cdot \log[(2 \cdot \rho_l/D)^2/d]$ [dB].



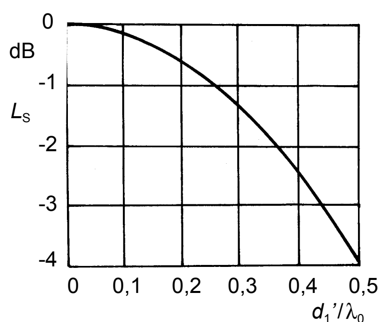

*Obr. 3.2 - 9. Vychýlení směru maxima diagramu vlivem špatné polohy primárního zářiče*



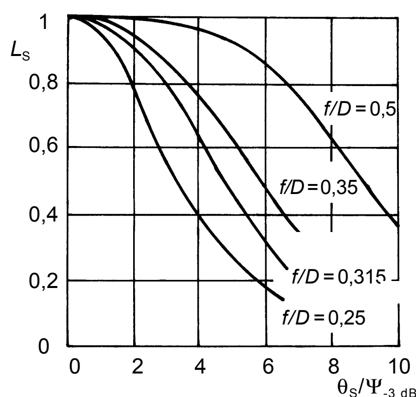

*Obr. 3.2 - 12. Nepřesnost v podélném umístění primárního zářiče*




*Obr. 3.2 - 10. Činitel odchylky jako funkce poměru f/D*




*Obr. 3.2 - 13. Ztráta na zisku jako funkce kvadratické fázové chyby*




*Obr. 3.2 - 11. Ztráta na zisku jako funkce úhlové odchylky*

Nesprávná poloha primárního zářiče vzhledem k ohnisku způsobí fázovou chybu v ústí reflekoru, což může vést opět ke ztrátě na zisku antény (obr. 3.2 - 9). Předpokládejme odchylku umístění primárního zářiče $d_Z$. Jestliže zůstane směr maxima záření přimárního diagramu rovnoběžný s ohiskovou osou a jestliže $d_Z/\lambda_0$ << 1, neodchýlí se směr maxima diagramu antény a zisk antény se podstatně nezmenší. Jestliže při posuvu $d_Z$ se navíc potočí úhel maxima primarního diagramu o úhel:

$\theta_S = \mathrm{arctg}\, d_Z/f$,

pak se maximum diagramu antény odchýlí o úhel $\theta_A$. Čím větší je úhel $\theta_A$, tím větší je ztráta na zisku. Poměr $\theta_S/\theta_A$ se nazývá činitelem odchylky *K*. tento činitel závisí na poměru *f*/*D* reflektoru podle obr. 3.2 - 10.

Ztráta $L_S$ na zisku antény je vyznačena na obr. 3.2 - 11, kde ztráta závisí na poměru úhlů $\theta_S/\Psi_{-3\,dB}$, kde úhel $\Psi_{-3\,dB}$ značí úhel ústí, měřený z místa s poklesem na -3 dB. Vidíme, že čím je reflektor plošší, tím si můžeme dovolit větší chybu v umístění primárního zářiče.

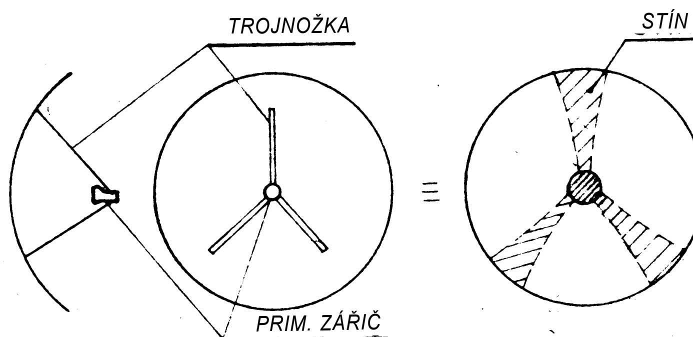
Při nepřesnosti v podélném umístění primárního zářiče (obr. 3.2 - 12) vznikne kvadratická fázová chyba v ústí reflektoru. Můžeme ji charakterizovat veličinou:

$d_1' = d_1 \cdot \cos\Psi_0$,

kde $\Psi_0$ je opět úhel otevření ústí. Ztrátu na zisku odečteme z obr. 3.2 - 13, kde na vodorovnou osu je vynesena hodnota $d_1'/\lambda_0$.

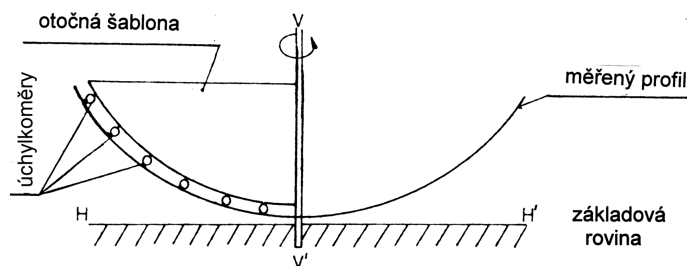
*e) Ostatní vlastnosti parabolického reflektoru*

Rotační parabolické reflektory, které jsou ozařovány z ohniska primárním zářičem mají nevýhodu, že v oblasti ústí antény se nacházejí vodivé konstrukce, které zastiňují vyzařování. Zastíněním se zmenšuje efektivní plocha ústí antény a tedy i zisk. Na obr. 3.2 - 14 je vyznačen jednoduchý případ zastínění, způsobený přítomností primárního zářiče a jeho držáků. Na primárním zářiči a jeho držácích vzniká navíc rozptyl elektromagnetické energie, který způsobí zvětšení nežádoucího vyzařování ve všech směrech mimo hlavní lalok diagramu. K určení úrovně tohoto záření existují speciální výpočtové metody. Pro nás je důležité




*Obr. 3.2 - 14. Zastínění ústí primárním zářičem a jeho držáky*

*Obr. 3.3 - 1. Schéma sestavy pro měření tvarových odchylek reflektoru*




konstruovat vzpěry co možná tenké nebo tak, aby jejich profil měl velkou štíhlost a úzkou stranu orientovánu směrem do reflektoru. Při konstrukci se také vyvarujeme ostrých hran a pokud možno zajistíme zaoblení s poloměrem alespoň $\lambda_0/2$. To platí i o okraji hlavního reflektoru a případného subreflektoru. Řešení ponecháme konstruktérům anténářům s tím, že většinou experimentálně zjištěné okraje reflektorů nebudeme měnit. Uvedené potíže odstraňuje již zmíněný systém off-set.

## 3.3 Kvalitativní stanovení parametrů parabolického reflektoru

Vyrobený reflektor je třeba nejprve podrobit kontrole parabolické plochy a zjistit všechny odchylky od teoretického tvaru.

Rozlišujeme tři základní typy kontroly:
- Kontrola tvaru (rozměrů).
- Kontrola deformací pod zatížením.
- Kontroly speciální (vibrace, vlivy pro středí a pod.).

### 3.3 - 1 Výrobní kontrola tvaru

Tato kontrola spočívá ve změření maximálního možného počtu výrobních odchylek $\Delta x$ na celé ploše reflektoru.

Odchylky změřené v centrální části reflektoru mají větší váhu než odchylky na okrajích reflektoru. Měření provádíme tam, kde nepůsobí vnější vlivy, jako je vítr a tepelné změny prostředí. Standardní podmínky pro měřeni jsou:
- teplota 20 °C ±5 °C,
- relativní vlhkost 55 % ±30 %,
- tlak vzduchu 86 až 106 kPa.

K měření použijeme nejlépe otočné šablony v sestavě podle obr. 3.3 - 1.

**a) Kontrola tvaru pomocí otočné šablony**

Měřící zařízení se skládá ze:
- stabilní základny HH',
- šablony otočné podle osy VV',
- určitého počtu úchylkoměrů („hodi nek“),
- měřeného profilu, upevněného na základnu HH'.

**Pricip měření:**

*1) vyhledání pravděpodobné ohniskové osy*

Především se přesně vyrovná osa otáčení VV' kolmo na základnu HH'. Měřený profil se upevní na základnu s předběžnou kontrolou rovinnosti ústí reflektoru. Šablonu posuneme podél osy VV' o hodnotu $\Delta x_f$ a vyrovnáme úchylkoměry. Otočíme šablonu pomalu kolem osy VV'. Mohou nastat dva případy:
- otáčení je možné celých 360$^0$,
- při otáčení je šablona blokována po určitém úhlu otočení.

První případ značí, že osa měřeného profilu je velmi blízká ose VV'. Měření může tedy pokračovat. Spočívá v záznamu údajů úchylkoměrů pro každý zvolený úhel pootočení šablony. Počet instalovaných úchylkoměrů závisí na požadované přesnosti určení skutečného profilu.

Druhý případ značí, že osa měřeného profilu se více či méně odchyluje od teoretické osy VV'. Musíme tedy nalézt novou ohniskovou osu nakloněněním osy šablony VV'. Po několika pokusech najdeme osu, která dovolí otáčení celých 360 °. Můžeme tedy pokračovat jako v prvním případě.

*Pozn.: Prvotní nastavení šablony na odchylku $\Delta x_f$ se rozumí na přípustnou maximální odchylku.*

*2. Měření odchylek*

Odchylky mezi měřeným profilem a referenční šablonou se mohou měřit pomocí úchylkoměrů nebo pomocí pevných měrek. Obecně se používá úchylkoměrů při měření úchylek $\Delta x_f$ menších než několik milimetrů a pevných měrek při měření úchylek $\Delta x_f$ větších než několik mm.

*3. Zdroje chyb*

Referenční šablona - musí být vyrobena s maximální péčí. Její tvar a technologie výroby se musí blížit technologii při výrobě profilů křídel letadel. Nepřesnost šablony může být maximálně v rozsahu desetiny žádané maximální odchylky $\Delta x_f$.

Základnová rovina HH' - musí být velmi stabilní. Její vlastnosti se musí kontrolovat. Pro menší reflektory (D ≤ 1 m) lze použít mramorové desky a pro větší reflektory desky betonové.

Upevnění úchylkoměrů („hodinek“) - musí být dostačně pevné, aby jejich fluktuační pohyby se nepřičítaly k měřeným odchylkám. Přesnost čtení má být setina mm.

Naměřené odchylky $\Delta x_f$ zaznamenáme a pomocí jejich součtu a počtu n určíme středně kvadratickou odchylku z grafu na obr. 3.2 - 8. Stanovit ztrátu zisku usnadňuje zjednodušený postup.

***b) Přibližné určení korelačního intervalu***

Perioda intervalu $\rho_l$, vztažená k vlnové délce určuje způsob, podle kterého je do prostoru rozdělena ztracená energie. Jestliže je perioda krátká, pak je ovlivněna zejména oblast v okolí osy maxima diagramu (blízké postraní laloky). Jestliže je perioda velká, jde o vzdálenější oblasti diagramu. Velikost mezi jedno- až trojnásobkem délky vlny je dobrým kompromisem, takže můžeme volit $\lambda_0 \le \rho_l \le 3\lambda_0$.

***c) Přibližné určení středně kvadratické odchylky***

Je samozřejmé, že tento způsob má smysl tehdy, je-li počet měření dosti veliký. Prakticky postačí alespoň tisíc bodů. Je třeba připomenout, že středně kvadratická odchylka nepodává úplný údaj o kvalitě zhotovení reflektoru. Je-li např. reflektor systematicky zkřivený, můžeme obdržet středně kvadratickou odchylku vyhovující, ale diagram je deformován asymetrickým způsobem, nemluvě ani o eventuální směrové odchylce osy diagramu.

K přibližnému určení **středně kvadratické odchylky** postačí někdy jednoduchý vztah:

$\sigma = \Delta x/2{,}6$,

kdy pravděpodobnost výskytu odchylky $\Delta x$ se předpokládá 0,99.

*Pozn.: Ve shora uvedeném případu se předpokládá, že odchylky jsou rozloženy rovnoměrně podle Gaussova zákona. V případě, že odchylky jsou soustředěny na část profilu, se jejich vliv na radioelektrické vlastnosti bude blížit vlivům způsobeným asymetrií ozáření ústí. Existuje určitý způsob „opravy“ špatného profilu reflektoru. Z údajů $\Delta x$ nebo $\sigma$ je možné vypočíst nový profil - pravděpodobný -, který se odchyluje od profilu teoretického včetně polohy ohniska. Primární zářič se pak musí umístit do nové polohy ohniska.*

***d) Kontrola měřením a výpočtem***

Podrobnou informaci o skutečném tvaru parabolického reflektoru získáme jedině spojením měření a následujícího výpočtu. Ke změření plochy použijme nejlépe moderní souřadnicový stroj, např. pro měření tvaru automobilových karoserií nebo podobný.

Vhodný postup výpočtu je např. takový, že změřenou plochu aproximujeme polynomem druhého stupně:

$$\Delta x = A_0 + A_x + A_y + A_{xx}\cdot x^2 + A_{xy}\cdot x\cdot y^2 + A_{yy}\cdot y^2.$$

Význam jednotlivých koeficientů je následující:

$A_0$ = posun v souřadnici *z*
$A_x$ = natočení v ose *x*
$A_y$ = natočení v ose *y*
$A_{xx}$ = svinutí v ose *x*
$A_{yy}$ = svinutí v ose *y*
$A_{xy}$ = vrtulovitost

Pro změření a výpočet zvolíme pravoúhlou souřadnicovou síť [*x*, *y*, *z*] s tím, že síť je souměrná a střed re-

flektoru položíme do počátku. V této síti změříme plochu reflektoru a stanovíme odchylky $\Delta x$ od teoretické plochy.

V dalším použijeme metodu nejmenších čtverců, tj. minimalizujeme výraz:

$$S = \sum\sum(\Delta x - A_0 - A_x{\cdot}x - A_y{\cdot}y - A_{xx}{\cdot}x^2 - A_{xy}{\cdot}xy - A_{yy}{\cdot}y^2)^2,$$

kde meze I, M, J a N určují celkový počet naměřených bodů a $\Delta x$ naměřenou odchylku mezi skutečnou a teoretickou plochou.

K určení jednotlivých koeficientů pak aplikujme např. Gaussovu metodu řešení sosustavy rovnic, kde jednotlivé rovnice jsou parciálními derivacemi uvedeného vztahu podle jednotlivých koeficientů, které jsou položeny rovné nule.

Výpočet se může naprogramovat na PC, který vypočte i jednotlivé maximální odchylky $\Delta x$ a středně kvadratickou odchylku $\sigma$.

### 3.3 - 2 Kontrola pod zatížením

Zatížení, které působí na plošné nebo tvarované reflektory, je dáno téměř vždy tlakem větru (nepočítaje zatížení námrazou a sněhem). Následky tlaku větru se projevují nejzřetelněji u reflektorů s maximálním rozměrem větším než 1 m. V každém případě musí dobrá konstrukce počítat jak s deformací vlastního reflektoru, tak s odolností nosné konstrukce celé parabolické antény. Pro rozměrné reflektory uvedl autor potřebné informace v lit. [7]. Zde budou uvedeny podstatné informace z doporučení, které vypracovala mezinárodní organisace IEC [8].

Odchylky $\Delta x_v$, způsobené tlakem větru, můžeme rozdělit do tří kategorií podle velikosti tlaku větru.

a) Nominální provozní tlak, při kterém se pracovní elektrické parametry antény nemění více, než je specifikováno. Při tomto tlaku není třeba přestavovat směrové nastavení antény. Typická hodnota povoleného snížení zisku je **1dB v maximu diagramu záření**.

b) Tlak přežití, při kterém anténa přežívá, aniž by byla trvale deformována. Při tomto tlaku je třeba znovu upravit elektrické vlastnosti antény (směrování apod.), aby se dosáhlo původních vlastností antény.

c) Tlak destrukční, při kterém nastává destrukce antény a trvalé zhoršení jejích elektrických vlastností. Při tomto tlaku se žádné části antény neoddělí od systému.

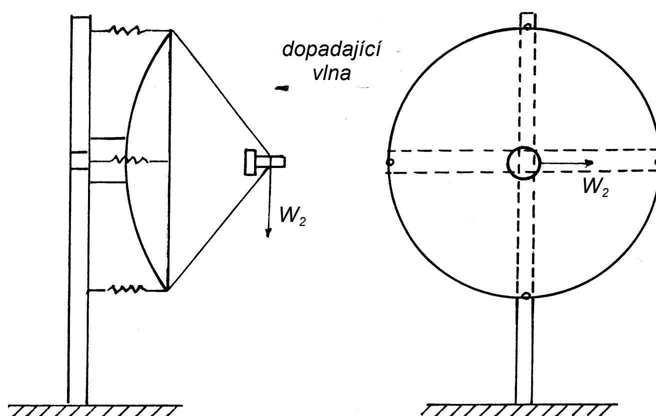
Předešlé tři případy tlaku větru při odpovídajících rychlostech větru lze znázornit schematicky diagramem:

—V———$V_p$———$V_d$—— rychlost ⇒
provozní přežití destrukce

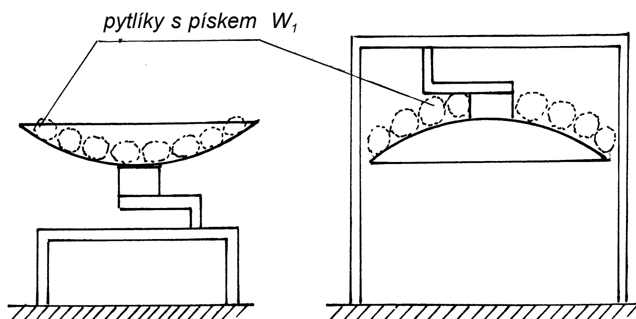
Typické rychlosti větru jsou:
- provozní rychlost ..........20 m/s,
- rychlost pro přežití.........40 m/s,
- destrukční rychlost........60 m/s.

*Pozn.: uvedené rychlosti větru platí pro komerčně používané antény, např. pro individuální příjem z družic. Pro speciální antény (radioreleové spoje, radiolokační zařízení apod.) mohou být dojednány mezi výrobcem a zákazníkem podstatně přísnější podmínky.*

V dalším budeme používat pojmu **maximální exponovaná plocha větru**, což je maximiální průmět plochy celého anténního systému. Nemusí souhlasit s průmětem plochy ve směru specifikované síly, ale reprezentuje nejnevýhodnější případ.




*Obr. 3.3 - 2. Uspořádání pro měření provozního tlaku větru*




*Obr. 3.3 - 3a, 3b. Uspořádání pro měření přežití antény a destrukce: a) zatížení pytlíky s pískem zevnitř reflektoru, b) zatížení pytlíky s pískem vně reflektoru*

*Tab. 3.3 - 1.* Pořadí uplatnění sil W1 a W2

| Měření | 0,25·*W1* | *W2* |
|---|---|---|
| 1 | tlak na vše | směr dolů |
| 2 | tlak na vše | směr vlevo |
| 3 | tlak na vše | směr dolů |
| 4 | tlak na vše | směr vpravo |

### Měřicí metody

***1) Zatížení větrem při provozní rychlosti větru***

a) Anténa se upevní na pevný podstavec. Střední část reflektoru se přímo podepře podstavcem a okraje reflektoru se připojí k podstavci pomocí pružin ve čtyřech bodech (horní a dolní okraj reflektoru a levý a pravý okraj reflektoru). Potom zřídíme zařízení, které umožní zatížit primární zářič silami ve vertikálním a horizontálním směru (obr. 3.3 - 2).

b) Komplet antény se podrobí měření zisku podle některé standardní metody [8], [9] (ve směru maxima směrového diagramu).

c) Měření se provede bez vlivu tlaku větru.

d) Uplatní se síly *W1* a *W2* na reflektor a primární zářič podle tlaků, uvedených v tab. 3.3 - 1. Čtvrtinová síla 0,25·*W1* se realizuje napětím závěsných pružin.

Velikosti *W1* a *W2* se vypočtou podle následujících vzorců:

$W1 = 0{,}86{\cdot}V^2{\cdot}A1$ [N]

a

$W2 = 0{,}61{\cdot}V^2{\cdot}A2$ [N],

kde *A1* je maximální plocha reflektoru exponovaná větru [m²], *A2* je maximální plocha primárního zářiče (včetně souvisejících mikrovlnných dílů a podpěrné konstrukce [m²] a *V* je uplatněná rychlost větru [m/s].

e) Změří se zisk anténního kompletu při uplatnění označených sil (při zaměření antény na maximum diagramu).

***2) Zatížení větrem k přežití antény***

a) Změří se zisk včetně podstavce antény.

b) Anténa se upevní na pevný podstavec ve své centrální části a celek se umístí horizontálně ústím nahoru podle obr. 3.3 - 3a.

c) Na povrch antény se umístí pytlíky s pískem rovnoměrně tak, aby síla *W1* působila na celý povrch reflektoru. Velikost síly *W1* se vypočte pro rychlost větru $V = V_p$.

d) Odstraní se pytlíky s pískem.

e) Anténa se umístí podle obr. 3.3 - 2 a uplatní se síly *W2* na primární zářič. Velikost síly *W2* se opět vypočte pro $V = V_p$. Pružiny se nahradí pevnými vzpěrami.

f) Odstraní se síly *W2.*

g) Změří se zisk antény a srovná se s měřením zisku podle bodu a).

h) Změří se zisk **nového vzorku** stejného typu antény, jako byla zkoušená anténa.

*Tab. 3.3 - 2.* Podmínky vibrační zkoušky

| Kmitočet vibrací [Hz] | 5 až10 | 10 až 20 | 20 až 55 |
|---|---|---|---|
| Amplituda vibrací [mm] | 1,5 | 1,0 | 0,5 |
| Délka cyklu 5 až 55 až 5 Hz | 10 min. | | |
| Způsob rozmítání | podélný nebo lineární ( přibližně ) | | |
| Směr vibrací | vertikální, podélný a příčný | | |
| Trvání zkoušky | 2 hod. pro každý směr | | |

l) Zkoušená anténa se upevní na pevný podstavec svojí střední částí, ale ústí antény se obrátí horizontálně dolů (viz obr. 3.3 - 3b).

j) Opakuje se postup podle bodů c) až f).

k) Změří se zisk antény a porovná se se ziskem naměřeným podle bodu h).

***3) Zatížení větrem k destrukci antény***

a) Měřicí postup je tentýž, jako v oddíle 2), s výjimkou, že rychlost větru $V$ je nahražena rychlostí destrukční, tj. $V_d$, a zisk antény se **neměří**. Potom se vizuálně anténa kontroluje a zhodnotí se, zdali si anténa ponechala mechanickou soudržnost.

***4) Zkouška vibrační***

Podmínky vibrační zkoušky jsou podle následující tab. 3.3 - 2.

a) Změří se zisk zkoušené antény.

b) Antena se pevně umístí včetně podpůrné konstrukce na vibrační stůl. Anténa musí být sestavena do provozní konfigurace tak, jak se bude používat. Anténní podpěrný sloupek musí být co možná nejkratší a musí být pevně namontován. Případný elevační úhel antény (pro příjem družic) musí být blízký standardům, běžným pro použití v dané zemi.

c) Vibrace se provedou postupně ve vertikální, horizontální i příčné rovině.

d) Vizuálně se zkontrolují případné mechanické závady na anténě.

e) Pokud nenastala žádná mechanická porucha, znova se změří zisk antény.

### 3.3 - 3 Speciální kontroly

Speciální kontroly se řídí požadavky zákazníka.

Pro informaci zde uvedeme seznam zkoušek, doporučených organizací IEC [8].

d) Teplotní cyklus.

e) Sluneční záření.

d) Stříkající voda (zvlášť primární zářič včetně mikrovlnných obvodů).

f) Solná mlha.

g) Kysličník siřičitý.

### 3.3 - 4 Maximální odchylka $\Delta x_m$

V poředchozím textu jsme popsali způsob určení výrobní odchylky $\Delta x_f$ a její změření. Deformace způsobené větrem jsme zjišťovali měřením zisku za podmínek příslušného zatížení.

Namísto měření zisku je možné určit příslušné deformace podobným měřením, jako bylo měření pomocí otočné šablony s tím, že se pomocí úchylkoměrů změří množina odchylek $\Delta x_v$ tvaru paraboloidu při příslušném zatížení pískovými pytlíky. Podobným způsobem je možné určit i odchylky vyvolané teplotními vlivy $\Delta x_t$. K tomu přistoupí i odchylky způsobené nepřesností montáže $\Delta x_m$.

Celkový vliv uvedených odchylek se dá v souhrnu vyjádřit součtem:

$\Delta x = \sum ( \Delta x_f , \Delta x_v , ........., \Delta x_m)$.

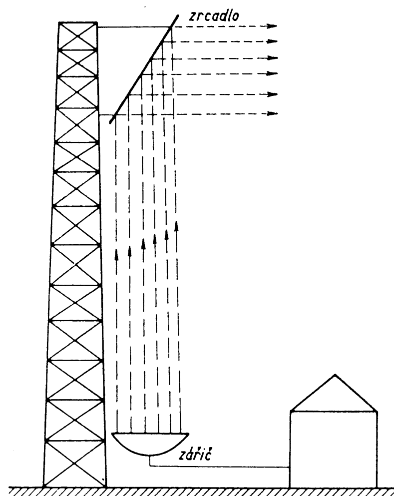
Z praktického hlediska se často vyhledá pouze maximální odchylka $\Delta x_{max}$ a podle této odchylky se posuzuje vlastnost reflektoru. Všeobecně platí, že maximální odchylka rovná $\pm\lambda/15$ se připouští pro standardní antény a odchylka $\pm\lambda/20$ až 25 pro antény s vysokými požadavky.

## 3.4 Další typy mikrovlnných antén

Dále budou uvedeny některé nejobvyklejší typy dalších mikrovlnných antén, které mají alespoň částečnou spojitost s mechanickou konstrukcí v tom smyslu, jak je vedena celá předešlá diskuse.

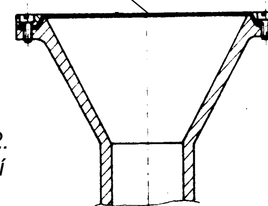
***a) Pasivní reflektory***

Mezi mikrovlnné reflektorové antény patří též tzv. **pasivní reflektory**. Pasivní reflektory se umisťují obvykle na vyvýšená místa v terénu nebo na různě vysoké věže (obvykle ocelové příhradové konstrukce). Účelem pasivních reflektorů je zrcadlovým způsobem přesměrovat vyzařování obvykle parabolické antény a překonat tak terénní překážky při spojení mezi dvěma stanicemi (retranslačními body).




*Obr. 3.4 - 1. Periskopická anténa*

*krycí teflonová fólie*



*Obr. 3.4 - 2. Zakrytí ústí trychtýře*

Ve velmi plochých terénech se používá sestava podle obr. 3.4 - 1 - **periskopická anténa** - k dosažení větší vzdálenosti mezi stanicemi, aniž by bylo nutno montovat celé retranslační zařízení na vrchol věže nebo používat spojovací vedení mezi vrcholem věže a zařízením umístěným u paty věže. Spojovací vedení zavádí nežádoucí přídavný útlum. Navíc se ukázalo, že celá periskopická soustava může (za vhodných podmínek - rozměry antény, zrcadla a vzájemné vzdálenosti) zvětšit i celkový zisk systému někdy až o 4 dB [18], [19], [20], [21].

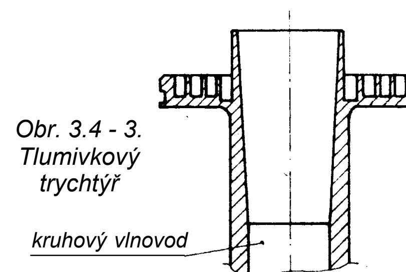
Reflektor na vrcholu stožáru může být rovinný ve tvaru kruhu, elipsy, čtverce nebo kosočtverce. Někdy se též používaly reflektory zakřivené ve tvaru části elipsoidu nebo paraboloidu. Tyto soustavy mohou mít oproti rovinným reflektorům o něco větší zisk. Jejich nevýhodou je však větší výrobní cena a nutnost dodržet přesně vzájemnou vzdálenost mezi anténou na zemi a vrcholovým reflektorem. Oboje tvoří optickou soustavu se dvěma nebo s jedním ohniskem.

Nevýhodou periskopických antén je jejich určitá konstrukční komplikovanost. Pokud jde o výrobní tolerance (obvykle rovinnost reflektoru), lze použít stejná pravidla jako pro parabolické antény. Měření zatížení větrem je též obdobné. Horší je to s mechanickou tuhostí nastavení úhlu náklonu, zejména u vzdálenějších reflektorrů v terénu. Zde každé nepatrné vychýlení může způsobit úplný únik signálu mezi stanicemi.

V současné době, kdy se již používá velmi vysokých kmitočtů (kolem 20 GHz a výše), jsou celé elektronické systémy včetně antén rozměrově přijatelné a provozně spolehlivé, takže se většinou umisťují přímo na vrcholy stožárů nebo střechy budov.

***b) Trychtýřová anténa***

Tato anténa našla široké použití, zejména jako primární zářič pro různé



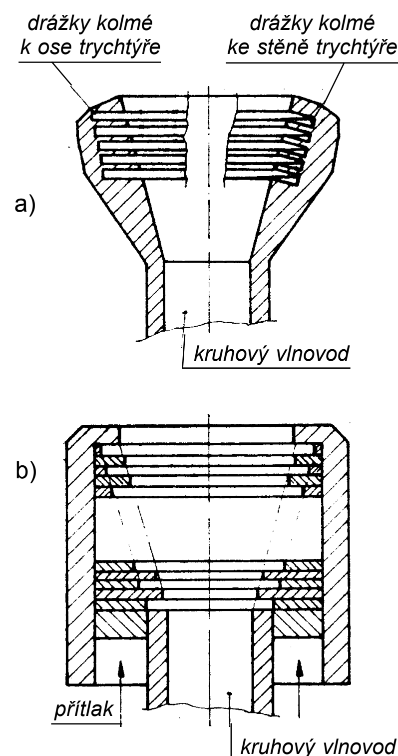

*Obr. 3.4 - 3. Tlumivkový trychtýř*

reflektory. Její činnost je založena na pozvolné transformaci elektromagnetických vln ve vlnovodu na elektromagnetickou vlnu ve volném prostoru.

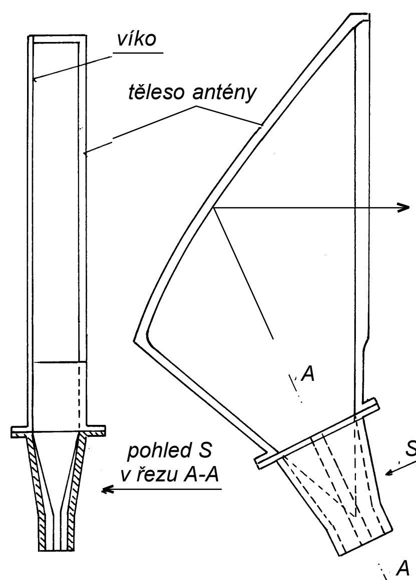
Rozměry antény a uspořádání napáječe navrhuje konstruktér elektronik (anténář). Pro méně znalého pracovníka doporučuji použít jednoduchého návrhového programu pro PC, který autor uveřejnil v lit. [2] (PE 4/1998). Mechanická konstrukce se zabývá technologii výroby, případně konstrukčními detaily kolem antény. Nejčastěji se vyskytuje požadavek na zakrytí nebo utěsnění ústí antény. Připomeňme si obr. 1.4 - 1, ze kterého plyne, že na hraně ústí antény existuje speciální rozložení siločar elektrického pole. Zásah do této oblasti povede jistě k jinému rozložení siločar a tedy i ke změně vyzařování antény. Je třeba si pamatovat, že zejména činnost menších ústí (od 2λ do 3λ) je citlivá na konstrukci různých rámečků, potřebných k upevnění těsnících folií. Rámeček, ať z vodivého nebo dielektrického materiálu, vždy ovlivní tvar diagramu a je-li experimentálně odzkoušen, nelze jeho rozměry nebo tvar libovolně měnit. Příklad jednoduchého zakrytí ústí trychtýřové antény je na obr. 3.4 - 2.

Velmi malé trychtýřové antény slouží k ozařování menších, hlubších ($f/D \leq 0,3$) parabolických reflektorů. Zde je třeba pamatovat na to, že v důsledku ohybu vln má vliv na vlastnosti trychtýřové antény i bezprostřední okolí za ústím antény, takže případné mechanické držáky by měly být vzdáleny od ústí alespoň 2λ.

Existují různé úpravy ústí, které zabraňují ohybu vln za ústí (obr. 3.4 -3).




*Obr. 3.4 - 4a, 4b. Drážkovaný trychtýř: a) soustružený, b) skládaný*




*Obr. 3.4 - 5. Anténa typu hog-horn*

Většinou jde o soustavy tlumivek, jejichž rozměry jsou samozřejmě kritické a výrobní tolerance 0,1 až 0,05 mm nejsou neobvyklé.

Výrobní technologie trychtýřových antén se zdá jednoduchá. Pokud nejsou předepsány přísnější požadavky na tvar diagramu, lze těleso trychtýře vyrobit z plechu ze dvou dílů přesně ohnutých do tvaru V a potom spájených. Přesnější tvary docílíme tak, že trychtýř složíme ze čtyř trojúhelníkových dílů, jejichž rozměry přesně vypočtme podle celkové geometrie jehlanu s přihlédnutím na rozměry napájecího vlnovodu. Jednotlivé díly můžeme buď navzájem spájet vhodnou pájkou (volenou podle použitého plechu) na přesné kopyto, a nebo předem vyfrezujeme do plechových dílů podélné drážky, do kterých nasuneme příšlušný díl a potom teprve spájíme na vnější straně.

Přesnější tvary trychtýřových antén, které se často používají jako normály pro měření zisku antén, vyrábějí odborné firmy litím do přesné formy nebo metodou protlačovní za studena (za tepla) z kaloty.

V poslední době se používají trychtýře drážkované (obr. 3.4 - 4a), které mají mimořádně výhodné tvary diagramů. Jejich výroba je však velmi nákladná, i když použijeme metody skládání z přesně lisovaných plechů (obr. 3.4 - 4b). Rozměry drážek, tj. jejich hloubka a šířka stěn, jsou záležitostí přesného návrhu anténní konstrukce a nelze je při výrobě libovoně měnit. Pro hrubou informaci slouží údaj, že hloubka drážek bývá v okolí čtvrtiny vlnové délky $\lambda_0$. Zejména u delších trychtýřů se často tvarovaný soustružnický nůž prohýbá a je obtížné dodržet požadovanou přesnost.

Mezi trychtýřové antény, zajímavé z hlediska mechanické konstrukce, patří tzv. anténa hog-horn (obr. 3.4 - 5), napájená širokopásmovým vlnovodem typu H.

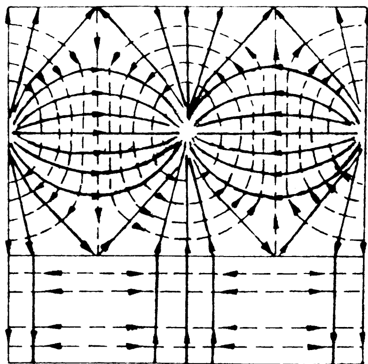
Pozorný čtenář předešlých kapitol si jistě všimne, že na obrázku je několik konstrukčně „choulostivých“ míst. Hlavní těleso antény je tvořeno strojně obráběnou částí plochého vlnovodu, jehož boční strany jsou částí plochého trychtýře a čelní strana je tvořena parabolickou plochou s ohniskem na počátku H-vlnovodu. Proti parabolické ploše je pracovní ústí antény. Větší část plochého trychtýře s parabolickou plochou je kryta samostatnou plochou deskou, která je přišroubována k bočním stěnám tělesa trychtýře. Z rozložení pole typu TE není spojení obou částí zrovna ideální a mohlo by se uvažovat raději o použití technologie pájení obou částí. Zkušenosti však ukazují, že pájení takto rozměrných součástí nepřinese vžy použitelné výsledky z hlediska požadované přesnosti tvaru antény.

Dalším kritickým místem je spojení plochého anténního tělesa s trychtýřem přechodu na H-vlnovod. Dokonalé beztlumivkové spojení (jde o velmi širokoipásmovbou anténu) je zde bezpodmínečně nutné a neobejde se bez zalešťování obou styčných ploch.

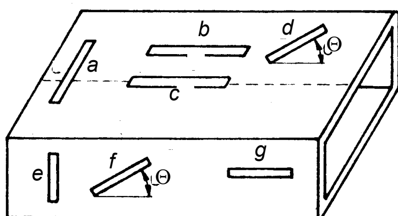
Vlastní trychtýřový H-vlnovod, tedy rozměry žeber a jejich tvar, je možno navrhnout podle lit. [22]. Podmínkou jeho kvalitní činnosti je dokonalý styk mezi žebry a stěnou vlnovodu. Prosté šroubové spojení je možné, ale nezajistí dokonalé elektrické pojení. Speciální pájecí technologie (např. v ochranné atmosféře) je výhodná.

### *c) Štěrbinová anténa*

Ze stati 1.3 víme, že na konci zkratovaného vedení existuje maximální intenzita magnetického pole. Experiment ukazuje, že v tomto místě je i maximálním intenzita proudu. Mezi magnetickým polem a proudem tedy existuje přímý vztah (připomeňme si základy Biot-Savartova zákona). To platí samozřejmě i pro vniřní povrch vlnovodů, např. pravoúhlého. Rozložení proudu, respektive proudových vláken na stěnách vlnovodu lze odvodit z průběhu magnetických siločar. Příklad pro základní vid $TE_{01}$ je na obr. 3.4 - 6. Vidíme, že proudová vlákna jsou všude kolmá k siločarám magnetického pole. Můžeme si také představit, že proud s určitou hustotou, tekoucí po vnitřním povrchu vlnovodu, tvoří určitý štít, který brání proniknutí pole mimo vlnovod. Jestliže vyřízneme úzkou štěrbinu do stěny vlnovodu tak, že delší strana štěrbiny probíhá podél proudového vlákna nebo podél oblasti, kde proud je nulový, pak štěrbina způsobí malou nebo zcela nepatrnou poruchu v toku proudu. Tomu odpovídá i malé pronikání vnitřního pole navenek. Příkladem takových štěrbin může být např. štěrbina vyříznutá do pláště koaxiálního vedení podél osy nebo štěrbina, vyříznutá do stěny pravoúhlového vlnovodu v poloze c nebo



Obr. 3.4 - 6. Rozložení magnetických siločar ( - - - - ) a proudových vláken ( —— ) na stěnách pravoúhlého vlnovodu

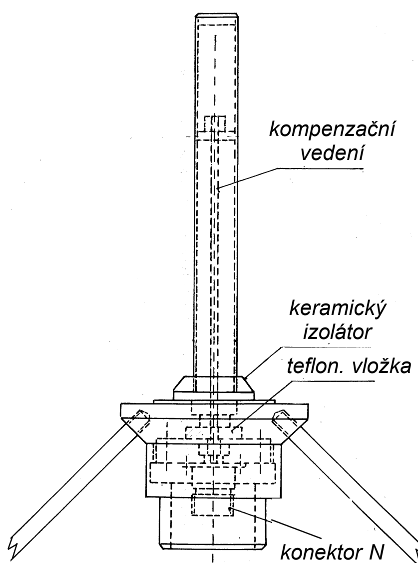



Obr. 3.4 - 7. Příklady umístění štěrbiny na stěnách pravoúhlého vlnovodu

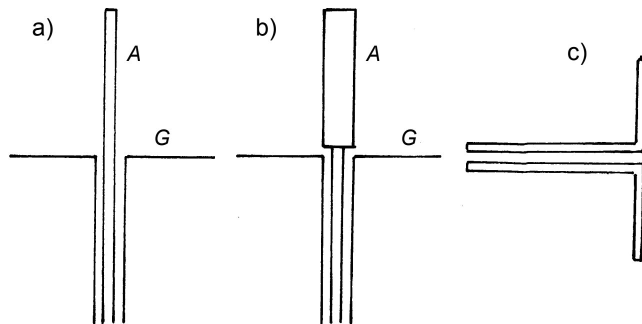
e na obr. 3.4 - 7. Štěrbina vyříznutá v poloze c je v ose souměrnosti širší strany vlnovodu a tedy v místě nulového proudu.

Nezářící štěrbiny slouží ve vlnovodové technice jednak k umístění různých sond do vlnovodu, jednak lze v těchto místech vlnovody mechanicky spojovat ze dvou dílů, aniž by se případně nedokonalý mechanický spoj projevil rušivě na činnosti zařízení.

Štěrbina, vyříznutá ve stěně vlnovodu ve směru příčném ke směru proudových vláken, způsobí vyzařování energie mimo prostor vlnovodu (případ polohy a). Takováto **štěrbina**




Obr. 3.4 - 8. Unipólová anténa s protiváhou




Obr. 3.4 - 9a až 9c. Napájení dipólové antény souměrným vedením (A - anténa, G - základní rovina - protiváha)

**představuje tedy anténu**. Stupeň účinnosti vyzařování závisí na hustotě proudu v místě, kde je štěrbina vyříznuta a na složce podélného rozměru štěrbiny, který zabírá s proudovými vlákny. Velikost vyzařování štěrbiny můžeme tedy ovlivnit úhlem náklonu Θ, jak naznačeno v případě polohy d a f. Podobně lze vyzařování ovlivnit umístěním štěrbiny v příčném směru ve stěne vlnovodu (viz příklad b), tj. do místa s různou intenzitou proudu.

Štěrbinové antény se většinou sestavují do anténních řad. Činnost těchto řad je vysoce závislá na amplitudě a fázi vybuzení jednotlivých štěrbin. K tomu ještě přistupuje vzájemná vazba jednotlivých štěrbin. Pro mechanickou konstrukci z toho plyne dodržení velmi přísných výrobních tolerancí předepsaných anténní konstrukcí. Protože štěrbiny jsou vyříznuty v kovových trubicích často velmi dlouhých, přistupuje ještě problém dodržení tolerancí vlivem okolní teploty na dilataci kovu. Nelze se tedy divit, požaduje-li se někdy, aby vlnovody se štěrbinami byly vyrobeny např. z invaru.

### *d) Lineární antény*

Mezi lineární mikrovlnné antény zahrnujeme všechny druhy dipólových nebo unipolových antén, jejichž rozměry je zařazují spíše do nižších vlnových pásem, tj. těsně nad a pod 1 GHz. U tohoto typu antén (viz např. obr. 3.4 - 8) se mechanická konstrukce často setká s problémem mechanické odolnosti přechodu mezi nosnou částí antény a samotným zářičem. Zářič, navržený konstruktéry antény, se může zdát příliš tenký, aby vydržel mechanické namáhání. Potom je třeba řešit otázku, jak je možné zvětšit průměr trubky zářiče a neovlivnit celkové elektrické parametry antény, zejména nastavené impedanční přizpůsobení.

V praxi je anténa běžně napájena nějakým typem vedení, např. koaxiálním. Různé typy napájení jsou uvedeny na obr. 3.4 - 9a, 9b, 9c. Skutečná zakončovací impedance vedení (nazývaná anténní impedancí) potom závisí na délce a průměru antény, ale také na podmínkách přechodu z vedení na zářič antény. V případech a, b impedance také závisí na tvaru tzv. protiváhy neboli zemnicí roviny. Pro dané podmínky zakončení je změna impedance válcové antény funkcí délky a průměru vodiče, tj. poměru *A*/*D*. Velmi dobrou informaci o této závislosti podává graf na obr. 3.4 - 10 a, 10b ve vztahu složek impedance k poměru délky *A* a průměru vodiče *D*. Vyznačené impedance jsou vztaženy k válcové anténě, napájené koaxiálním vedením skrze velikou kruhovou vodivou desku, umístěnou na zemi. Tomuto uspořádání odpovídají křivky na obr. 3.4 - 10a, 10b. Délka i průměr antény jsou měřeny ve stupních, tj. délka jedné vlny je rovna 360 °. Jestliže zanedbáme vliv zakončovacích podmínek válcového vodiče (víčko kovové nebo dielektrické) a konečnosti zemnící desky, bude impedance odpovídat jedné polovině impedance středově napájené antény podle obr. 3.4 - 9c. V praxi je třeba si uvědomit, že uvené hodnoty budou silně ovlivněny skutečnými konstrukčními poměry mezi koncem napájecího vedení a zářičem. Znamená to, že případné podpůrné isolátory, ochrany proti zatékání vody apod. je třeba konstruovat právě s ohledem na vstupní impedanci antény. V těchto případech hraje mimořádnou roli domluva mezi anténní laboratoří a mechanickými konstruktéry. Všeobecně platí, že experimentální nastavení impedance antény má přednost a veškeré změny je třeba znovu doladit.

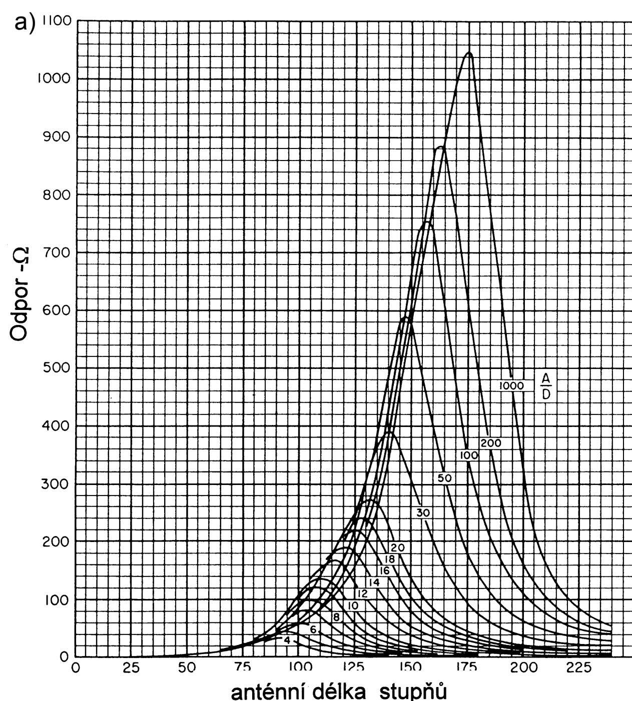
Někdy je třeba z materiálových nebo konstrukčních důvodů změnit válcový profil anténího vodiče. Tak např., jsme-li nuceni (z aerodynamických důvodů) použít vodič s eliptickým průřezem, potom průměr ekvivalentního válcového vodiče je $D_{eq} = a + b$, kde *a* je hlavní osa a *b* vedlejší osa elipsy. Pokud jsme nuceni použít páskový vodič s průřezem *a* x *b*, lze použít taktéž předešlý výraz.

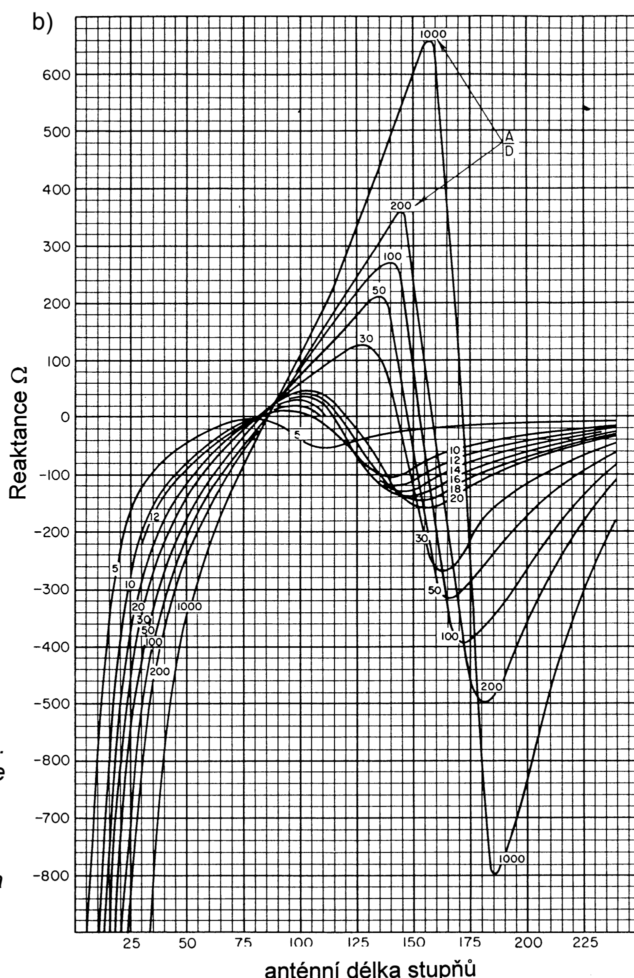
### *e) Některé ostatní typy antén*

V úvodu kapitoly o anténách jsme připomněli, že existuje velké množství antén a pouze s některými se může mechanický konstruktér dostat do určitých potíží.

1) Mezi **antény s povrchovou vlnou** patří předně **antény dielektrické**, tvořené zpravidla dielektrickým roubíkem s dannou permitivitou $\varepsilon_r$. Na příčných rozměrech roubíku, a tedy na permitivitě závisí vyzařovací diagram antény a impedanční přizpůsobení, podobně jako na délce roubíku.

Použití ztrátového dielektrika nebo dielektrika nečistého (např. s bublin-




*Obr. 3.4 - 10a, 10b. Anténní impedance antény délky A, pokud je dodržen stálý poměr A/D: a) odporová složka impedance, b) reaktivní složka impedance*

kami) samozřejmě ovlivní činnost antény. Pokud jde o tolerance rozměrů antény, tyto jsou poměrně volné, až na místo, kde je roubík napojen na budicí vlnovod, většinou kruhový. Častým dielektrickým materiálem je teflon, u něhož je třeba si dát pozor na tepelnou nestabilitu rozměrů.

Anténa s postupnou vlnou může být též tvořena kovovými vodiči, tzv. umělým dielektrikem. Zde můžeme uvést např. dobře známou diskovou anténu doutníkovou (lit. [23]), kde byl též uveden stručný nástin teorie těchto antén. Mezi antény s povrchovou vlnou počítáme i delší antény Yagi-Uda, o kterých již bylo napsáno mnoho publikací.

**Šroubovicové antény** tvoří ucelenou část anténní teorie a techniky [24], [25]. Z konstrukčního hlediska jsou obvykle jednotlivé části závitů standardní šroubovice podepírány dielektrickými tyčemi. Pokud je anténa řešena pro vyšší kmitočtová pásma (nad 10 GHz), změnšuje se její průměr i tloušťka vodiče a naskýtá se otázka, čím šroubovici podepřít. Obvykle napadne možnost šroubovici vsunout do dielektrické trubice. Zapomíná se často na to, že celek pak tvoří anténu s povrchovou vlnou jednak podél dielektrické trubice, jednak podél šroubovice. Obě vlny se šíří s jinou fázovou rychlostí a výsledkem je obvykle deformovaný vyzařovací diagram antény.

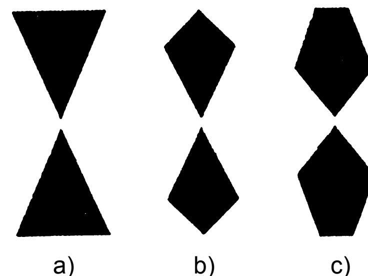
**Plošné a mikropáskové antény**. V kapitole 2.3 jsme uvedli několik způsobů přechodu z koaxiálního vedení nebo vlnovodu na vedení mikropásková. Tato vedení většinou slouží k napájení - v jednodušším případě - plošných antén nebo sama o sobě tvoří části mikropáskových antén.

Plošné antény z části a mikropáskové antény zcela nemají s čistě mechanicko-strojní konstrukcí nic společného (mimo případné dielektrické kryty a celkovou mechaniku upevnění), ale jejich výrobní technologie se opírá o speciální strojní vybavení, často velmi složitá, realizující fotochemické nebo litografické výrobní postupy. Účelem následující stati nemůže být popis těchto složitých technologií, popíšeme však některé typy těchto antén s tím, aby čtenář získal určitou představu o principu činnosti a konstrukce těchto antén.

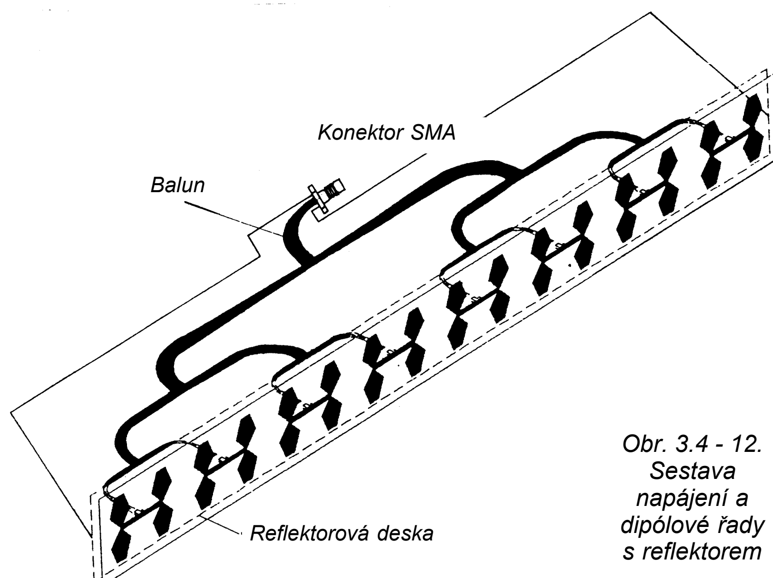
První publikace o mikropáskových anténách se datují již do počátku padesátých let [14]. Od té doby byla problematice těchto antén věnována rozsáhlá odborná literatura včetně přehledových prací (např. [15]).

Proč je věnována těmto anténam taková pozornost? Z principu se jedná o ploché (vlastně dvourozměrné) antény, zabírající velmi málo místa. Je možné je tedy umístit na tělesa jako jsou části letadel, vozidel, rakety a pod. Mimoto poslední vývoj těchto antén a užití keramických materiálů s malými ztrátami (odvozeno z MIO) umožňuje jejich využití v mnoha vědeckých a vojenských aplikacích na milimetrových vlnových pásmech. Mají široké použití v oblastech jako jsou dálková čidla pohybu, radioastronomie, radary a komunikační systémy. Umožňují také lepší rozlišení než standardní mikrovlnné systémy a jejich činnost je méně ovlivněna atmosférickými podmínkami ve srovnání se systémy s infračerveným zářením.

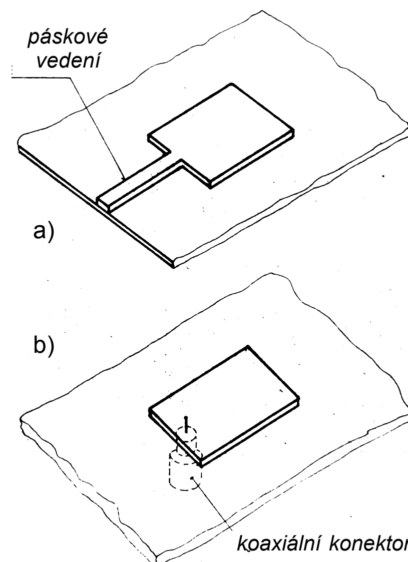
**Plošné antény** byly vyvinuty na základě snahy realizovat výrobně jednoduché zářiče s širokopásmovou (pokud možno) kmitočtovou charakteristikou. Tři základní typy těchto zářičů z obr. 3.4 - 11a, 11b, 11c jsou vyrobeny klasickou metodou tištěných spojů na vhodném substrátu. Sestavou některého typu těchto zářičů do anténní řady s plošným kovovým reflektorem a při napájení páskovým vedením je možno vytvořit směrovou anténu např. pro pásmo 16 GHz [26] (obr. 3.4 - 12). Podobné antény, konstruované na principu tištěných zářičů, můžeme v současné době vidět na střechách budov jako antény pro buňkový systém GSM 900. Jak již bylo uvedeno




*Obr. 3.4 - 11a až 11c. Příklady tištěných zářičů: a) trojúhelníkový dipól, b) trojúhelníkový dipól s čepičkou, c) lichoběžníkový dipól*



*Obr. 3.4 - 12. Sestava napájení a dipólové řady s reflektorem*

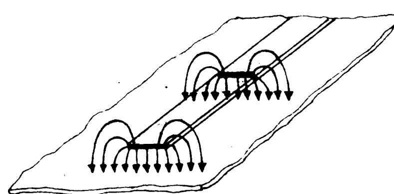


*Obr. 3.4 - 16a, 16b. Dva způsoby napájení mikropáskové antény*

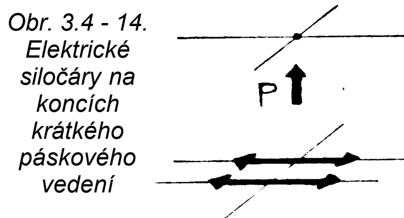
dříve, nevýhodou těchto antén je omezený vysílací výkon na přibližně 300 W.

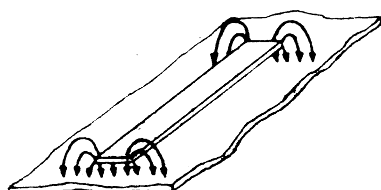
**Mikropáskové** antény se dají velmi dobře integrovat s polovodičovým prvkem, tvořícím součást celého přenosového systému. Monolitický přijimač, sestávající z mikropáskové antény integrované spolu s MIO, je velmi zajímavý např. pro použití na milimetrových vlnách (300 GHz i více).

Činnost mikropáskové antény je možno vysvětlit na základě rozložení siločar elektrického pole v okolí mikropáskového vedení. Na obr. 3.4 - 13 je zjednodušeně naznačeno stabilní rozložení siločar elektrické složky pole na daném vedení (viz též obr. 1.9 - 5). Protože siločáry směřují na každé podélné straně páskového vedení na opačnou stranu, jejich účinek se (z hlediska vyzařování do prostoru) ruší a vedení nevyzařuje. To platí i pro kratší úsek vedení (obr. 3.4 - 14), kdy orientace elektrických siločar na konci pásku je opět protichůdná nabo náhodná a vedení soustředěně nevyzařuje.


*Obr. 3.4 - 13. Elektrické siločáry na páskovém vedení*

*Obr. 3.4 - 14. Elektrické siločáry na koncích krátkého páskového vedení*



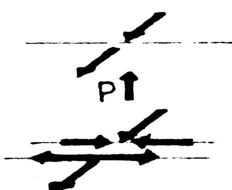



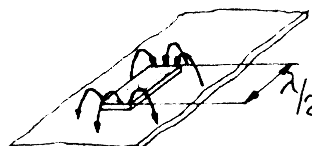
Jiná situace nastane, zkrátíme-li vedení na délku $\lambda_g/2$. Vraťme se na okamžik ke kapitole 1.3 a obr. 1.3 - 5a, 5b, kde vidíme, že při šíření elektromagnetických vln podél vedení se mění, v důsledku změny fáze o 180 °, i polarita pole. Na obr. 3.4 - 15 je schematicky naznačena popsaná situace. Směr elektrických siločar na konci tohoto krátkého vedení je již orientována s ohledem na změnu polarity. V podélném směru (podél délky $\lambda/2$) jsou elektrické siločáry orientovány souhlasné a pásek vyzařuje kolmo k rovině dielektrické plošky. V příčném směru se opět účinek siločar ruší.

Tento nejjednodušší typ mikropáskové antény tvoří základ dalších odvozených typů. Základní způsob napájení je opět mikropáskovým vedením (obr. 3.4 - 16a, 16b). Anténa se podobá „flíčku" vodivého povrchu na nosném dielektrickém substrátu, a proto se ujal v anglosaské literatuře její název „patch antenna". V češtině se tento název „flíčková anténa" ještě nevžil. Polarizace vlnění, vyzařovaného touto jednoduchou anténou, je lineární ve směru podélném s napájecím vedením.

Určitým komplikovanějším způsobem napájení můžeme docílit i obecné, respektive kruhové polarizace. Nevýhodou těchto antén je rezonanční charakter jejich vstupní impedance a tedy i úzkopásmový kmitočtový provoz. Stejně tak určité omezení kladou poměrně vysoké nároky na přesnost výroby, i když se aplikují nové metody fototisku a litografie, používané při výrobě MIO. Dalším nedostatkem je menší energetická účinnost v důsledku ztrát v substrátu. Nové dielektrické keramické materiály však účinnost značně zlepšily.

*Obr. 3.4 - 15. Elektrické siločáry na mikropáskovém vedení*



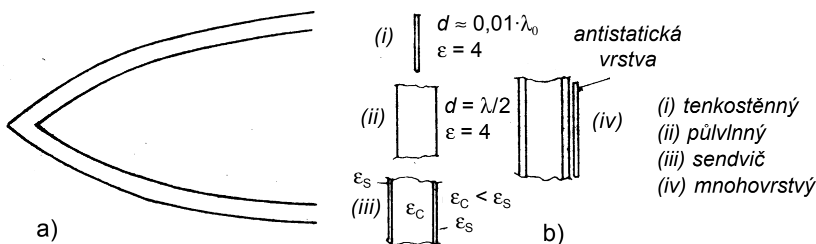




Popis některých mikropáskových antén najde čtenář v odborné literatuře [27], [28], [29], [30] nebo v souborném přehledu současné techniky širokopásmových mikropáskových „flíčkových" antén [31].

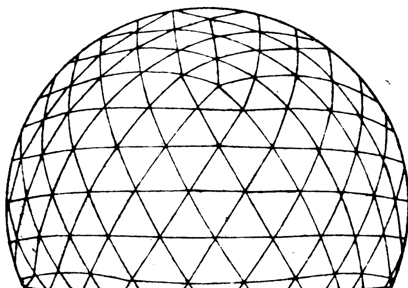
## 3.5 Dielektrické kryty antén - radomy

Dielektrické kryty, nazývané též radomy (radar-dom), jsou kryty průzračné pro elektromagnetické vlny, které chrání anténní soustavy proti účinkům silných větrů, korozi a mimořádným teplotám. Instalace radomů vede ke zmenšení nákladů na mechanické části konstrukce antén včetně anténních pohonů. Radomy umožňují též jednodušší obsluhu a udržbu složitějších anténních soustav, tzn., že i zde jde o zmenšení nákladů. Platí to zejména při provozu za ztížených klimatických podmínek.

Při návrhu praktických radomů tvoří elektrické parametry pouze část z řady důležitých činitelů. Při použití na letadlech tvoří radomy nedílnou součást letadla a vnější rozměry jsou rozhodující s ohledem na aerodynamiku, pevnost draku a korozi deštěm. Pozemní anténní soustavy, a zejména pohyblivá zařízení, zavádějí různá tvarová omezení, která ovlivňují návrh radomu. Tak např. požadavek odolnosti vůči nukleárnímu výbuchu může vést k velmi speciálním požadavkům na tvar a konstrukci.

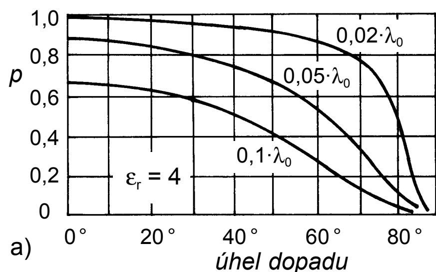


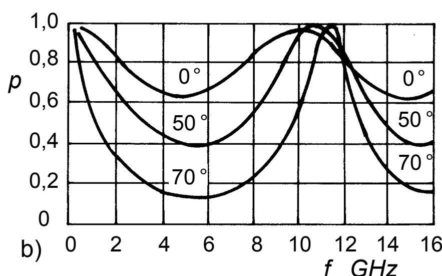

*Obr. 3.5 - 1a, 1b. a) Letecký radom , b) tloušťky stěn*

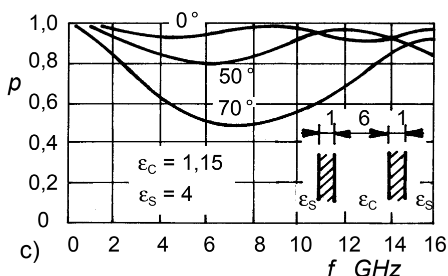


*Obr. 3.5 - 1c. Radom s prostorovou mříží*

Se všemi těmito omezeními a požadavky se musí vypořádat konstrukční návrh, často velmi komplikovaný. Je možné konstatovat, že elektromagnetický výpočet na jedné straně a technologie výroby včetně materiálu na druhé straně jsou dvě klíčové otázky při řešení daného radomu. Podrobnější informace najde čtenář v lit. [13]. V dalším pojednáme o některých základních otázkách konstrukce radomu tak, aby čtenář získal určitou představu o celkové problematice.




*Obr. 3.5 - 2a, 2b, 2c. Elektrické vlastnosti radomů: a) tenkostěnný, b) půlvlnný, c) A - sendvič*

### 3.5 - 1 Základní principy stavby radomů

V průběhu posledních let se objevila řada různých konstrukcí radomů. Většina z nich se dá zařadit do následujících kategorii (viz obr. 3.5 - 1a, 1b, 1c):

a) tenkostěnné,
b) půlvlnné (nebo násobky půlvlny),
c) sendvičové,
d) mnohavrstvové,
e) s prostorovou mříží,
f) balonové.

**Tenkostěnný radom** (typická tloušťka stěny je menší než $0{,}02{\cdot}\lambda_0$) se chová jako dolnofrekvenční propust, tj. od určitého kmitočtu výše se zvětšuje průchozí útlum. Konstrukčním materiálem je běžně skelný laminát s relativní permitivitou $\varepsilon_r = 4$ a ztrátovým úhlem $tg\delta = 0{,}015$. Pokrok ovšem šel dále a objevily se i výhodnější materiály. Na obr. 3.5 - 2a jsou uvedeny elektrické vlastnosti typického tenkostěnného radomu. Koeficient přenosu a tloušťka stěny (ve vztahu k vlnové délce ve vzduchu) jsou vyneseny v závislosti na úhlu dopadu vlny na rovinnou stěnu radomu (kolmo k polarizaci). Tento typ konstrukce stěny radomu se zřídkakdy používá pro kmitočty větší než asi 3 GHz. Tloušťka stěny by vycházela příliš malá s ohledem na mechanickou pevnost celku.

Vlastnosti **půlvlnného radomu** závisí na interakci dvou odrazů vln na rozhraních materiál-vzduch. To znamená, že jde o kmitočtově úzkopásmovou činnost. Stěny s tloušťkou **několikanásobku půlvlny** jsou ještě úzkozpásmovější.

Na obr. 3.5 - 2b je opět vyznačena závislost koeficientu přenosu na úhlu dopadu vlny na radom, který má tloušťku stěny rovnou půlvlně (půlvlnou se rozumí délka vlny v dielektriku).

**Sendvičová konstrukce** stěny radomu sestává ze střední dielektrické vrstvy potažené dvěma tenkými vrstvami o stejné nebo nestejné tloušťce. Vyrábějí se dva typy A a B sendviče, u nichž je permitivita střední vrstvy menší, respektive větší než permitivita vnější vrstvy. Způsob A je běžnější a jeho elektrické vlastnosti jsou znázorňeny na obr. 3.5 - 2c.

Sendvičová konstrukce doznala značné rozšíření v praxi a je různě modifikována, např. aplikací kovové sítě, zajišťující zvětšení mechanické pevnosti radomu (při omezení elektrických vlastností).

**Mnohavrstvové radomy** poskytují pro elektrický návrh více nezávisle proměnných parametrů a tedy větší možnosti k optimalizaci. Větší počet vrstev však znamená větší složitost včetně obtíží s tolerancemi materiálů, váhou i s výrobními náklady.

**Radomy s prostorovou mříží** (obr. 3.5 - 1c) jsou z konstrukčního hlediska nejzajímavější, neboť se skládají z kovové nebo dielektrické nosné mříže, vyplněné dielektrickými deskami různého provedení. Nosná konstrukce tvoří ve většině případů kulovou plochu, seříznutou v místě upevnění na základní rovinu. Mřížoví je sestaveno buď z trojúhelníků nebo z šestiúhelníků. Do rámů mříží jsou vsazeny panely z dielektrtického materiálu s malou permitivitou ($\varepsilon_r = 2{,}5$ až 3) a s nízkými ztrátami ( $tg\delta = 0{,}003$ až 0,015). Doporučuje se, aby konstrukce mřížoví tvořila nepravidlené náhodné obrazce, což snižuje úroveň difrakce a postraních laloků diagramu antény uvnitř radomu.

Použije-li se pro konstrukci mříží kovový materiál, může vzniknout na nedokonalých spojích intermodulační zkreslení přenášeného signálu (výkonné radiolokátory). Na kovové mříži se také snadněji kondenzuje vlhkost a snadněji se celek prohřívá slunečním zářením. Moderní dielektrické panely maji speciální povrchovou úpravu, která odolává slunečnímu záření, omezuje navlhavost a zamezuje tvoření vodního filmu při dešti. Vodní film zhoršuje elektromagnetické parametry radomu.

**Balonové radomy** jsou tvořeny pružným pláštěm s dvojitou stěnou, kde dutina mezi stěnami je naplněna stlačeným vzduchem. Tento radom je velmi lehký a je vhodný pro krytí středních a větších antén. Nevýhodou je nutnost udržovat stálý přetlak kompresorem a nutnost mít zálohu pro výpadek kompresoru.

# 4. Materiály a technologie

## 4.1 Kovy

K výrobě koaxiálních vedení a vlnovodů se používá nejčastěji mosaz nebo měď. Tyto kovy jsou snadno obrobitelné, mají malé elektrické ztráty a dají se dobře spojovat pájením. Částečnou nevýhodou je špatná odolnost proti nízkým teplotám u některých druhů mosazi. Trubky z nerezové oceli nebo invaru se používají tam, kde útlum nehraje hlavní roli, ale jsou rozhodující jiné požadavky. Pro zvětšení vodivostí jednotlivých mikrovlnných

*Tab. 4.1 - 1.* Vlastnosti různých kovů, odporových látek a dalších materiálů

| **Materiál** | **Součinitel délkové roztažnosti** $\alpha \cdot 10^{-6}$ 1/°K | **Měrný odpor** $\rho \cdot 10^{-6}$ Ωcm | **Útlum v poměru k mědi** $\alpha_r$ | **Hloubka vniku při λ = 1 cm** $\delta_1$** µm |
|---|---|---|---|---|
| stříbro | 19,7 | 1,63 | 0,97 | 0,371 |
| měď | 16,5 | 1,72 | 1,00 | 0,381 |
| zlato | 14,4 | 2,44 | 1,19 | 0,453 |
| hliník | 23,8 | 2,83 | 1,28 | 0,488 |
| slitiny hliníku | 20 až 25 | 3,8 až 9,5 | 1,48 až 2,35 | 0,56 až 0,9 |
| mosaz | 18,1 až 21 | 4,0 až 8,4 | 1,52 až 2,2 | 0,58 až 0,85 |
| bronz (fosf.) | 17,5 | 4,0 až 12 | 1,52 až 2,65 | 0,58 až 1,01 |
| chrom * | | 4,5 | 1,61 | 0,617 |
| rhodium | | 5,0 | 1,71 | 0,65 |
| zinek | 39,7 | 6,1 | 1,89 | 0,717 |
| kadmium | | 7,54 | 2,09 | 0,798 |
| platina | 9 | 10 | 2,41 | 0,92 |
| cín | 23 | 15 | 2,95 | 1,13 |
| nichrom | | 100 | 7,63 | 2,9 |
| grafit | | 800 | 21,6 | 8,2 |
| ocel | 11 až 19 | | 7 až 16 | |

* U chromu se v literatuře uvádí značně rozdílný měrný odpor (od $2{,}6 \cdot 10^{-6}$ do $15 \cdot 10^{-6}$ Ωcm), z čehož by vyplýval i odlišný poměrný útlum a hloubka vniku vysokofrekvečního proudu.

** Pro jiné vlnové délky λ [cm] platí $\delta = \delta_1 \sqrt{\lambda}$

dílů je vnitřní povrch vlnovodů možno plátovat mědí nebo stříbrem, ale hlavně se používá galvanického pokovení.

Aby byly zajištěny optimálmí vlastnosti při mikrovlnných kmitočtech, je třeba věnovat velkou pozornost výběru a výrobě trubek.

Podmínkou optimálních vlastností je hladký povrch, velká vodivost kovových stěn a ochrana proti povětrnosti. Drsné povrchy stěn vlnovodů jsou nepřípustné z mnoha důvodů. Ostré otřepy nebo hroty na povrchu stěn podstatně zmenšují maximální výkon, který je možné přenášet vedením nebo mikrovlnným obvodem, aniž by nastal elektrický výboj. Drsný povrch také zvětšuje vlastní odpor vedení a zvětšuje útlum na jednotku délky. Toto zvětšení odporu je možno vysvětlit existencí tzv. skin-efektu na vodiči při vysokých kmitočtech. Čím vyšší kmitočet dané vedení přenáší, tím je tenčí povrchová vrstva na vodiči, kterou ptotéká proud. Tloušťka této vrstvy se nazývá hloubka vniku δ a je definována jako hloubka, při které se hustota proudu zmenší oproti hustotě proudu na povrchu vodiče v poměru 1/e. Hloubka vniku je dána vztahem:

$$\delta = [\sqrt{1/(\pi \cdot \sigma \cdot \mu \cdot c)}] \cdot \sqrt{\lambda_0},$$

kde $\lambda_0$ je vlnová délka ve vzduchu [m], σ je vodivost materiálu [mΩ/m], µ je permeabilita kovu [H/m] a c je rychlost světla [m/s].

Z předešlé rovnice je zřejmé, že pro danou vlnovou délku je hloubka vniku nepřímo úměrná odmocnině z vodivosti kovu. Pro měď je $\delta = 1{,}2 \cdot 10^{-4}$ cm (pro vlnovou délku 10 cm).

Uvedená hloubka vniku nás zajímá zejména při technologiích povrchových úprav, tedy při plátování a galvanickém pokovování.

Anodická oxidace (eloxování) hliníkových povrchů je většinou nevhodné.

Pro některé speciální účely je třeba v technice mikrovln použít jiných kovů než je mosaz a měď. Tak pro spojování vlnovodových vedení se sklem se používá slitin ocel-nikl-kobalt, jako jsou Kovar, Fernico aj. Fosforové a berylové bronze se používají pro výrobu posuvných kontaktů, zejména pro jejich vysokou pružnost a dobrou elektrickou vodivost. V tab. 4.1 - 1 je přehled některých elektrických vlastností různých kovů.

## 4.2 Výrobní technologie

K výrobě mikrovlnných dílů složitějších tvarů se používá různých technologií. Patří k nim zejména galvanoplastika a přesné lití.

Galvanoplastika, o které jsme se zmínili již dříve, je postup ke zhotovení dutých kovových částí nepravidelného tvaru elektrolytickým nanášením kovů na jádra, která se dají po nanesení kovu snadno odstranit. Jádra se používají vosková, chemicky rozpustná (organické sklo) nebo kovová (z kovu s nízkou teplotou tání, např. z Woodova kovu). Na uvedená jádra se nanáší nejčastěji měď. U dílů, které vyžadují větší mechanickou pevnost, je možné nanášet též nikl. Před nanášením kovového pláště je třeba nekovová jádra učinit povrchově vodivými. Nejlepší způsob je vakuové napaření stříbra. Pokud je povrch jádra vyleštěn, docílíme velmi kvalitního a lesklého vnitřního povrchu výrobku. Příliš silná vrstva stříbra může mít houbovitý chrakter, což je špatné z hlediska povrchové vodivosti.

Některé tvary mikrovlnných obvodů je výhodnější zhotovit metodou přesného lití. Ve srovnání s běžnou technologii lití do pískové formy mají tyto výrobky výhodu čistějšího a ostřejšího tvaru včetně užších rozměrových tolerancí. K přesnému lití se používají tyto postupy: tlakové lití, odstředivé lití a metoda ztraceného vosku.

K **tlakovému lití** se používá slitin mědi, hliníku a zinku, které se snadno lijí do přesně opracovaných forem. Přesnost výrobku je dána přesností formy a velikostí vzájemného vlivu obou kovů při chladnutí. Pro menší díly lze dosáhnout tolerance 0,05 mm.

**Odstředivé lití** patří mezi lití do pískové formy a tlakové lití. Tato metoda se používá tam, kde výsledné rozměry a kvalita povrchu nejsou tak důležité. Nicméně výsledky tohoto výrobního postupu jsou mnohem lepší než při lití do pískové formy. Odstředivá síla zde odstraní veškeré vzduchové bublinky a lunkry. Metoda je výhodná tam, kde lze potřebné přesné rozměry zajistit dodatečným třískovým obráběním.

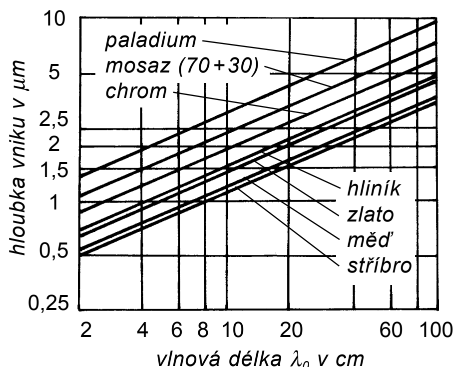
Metoda **ztraceného vosku** je stará metoda lití, modernizovaná zubolékařskou praxí. Aby vydržela vysoké teploty, dělá se forma, nanesená na voskový model, z porézního materiálu - z keramiky. Forma musí být dostatečně porézní proto, aby se odstranil všechen vzduch a páry z jádra. Výrobek je prostý vzduchových bublin i lunkrů. Výsledky tohoto postupu jsou velmi kvalitní, ale často velmi drahé. Metoda se používá tam, kde nelze použít jiné metody.

**Prášková metalurgie** je další alternativní metoda lití. Tento postup je výrobně velmi ekonomický, zejména tam, kde je třeba celé série operací. Předpokládá však velké výrobní série. Výrobky jsou často porézní, takže je nelze použít v přetlakovaných soustavách. Výrobní tolerance, které lze očekávat, jsou 0,1 mm na průměru a 0,2 mm na délce součásti.

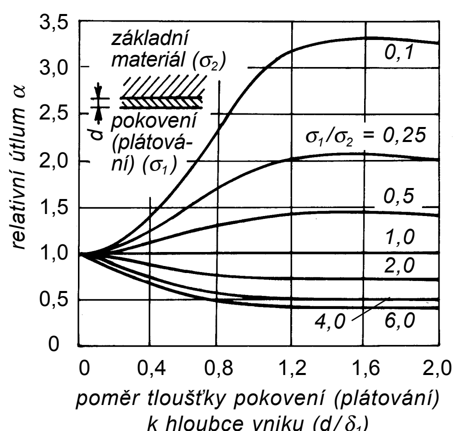
Mnohé mikrovlnné části se musí vyrobit z jednotlivých dílů, které se spojí pájením. Spojovací místo je výhodné umístit tam, kde teče minimální proud, jinak na špatně spájených místech mohou nastat odrazy a prosakování elektromagnetické energie. Pro pájení se používá dvou následujících postupů: pájení na tvrdo a pájení na měko.

Při pájení na tvrdo, např. stříbrnou pájkou, se docílí spojení, které po stránce pevnostní je srovnatelné s pevným materiálem. Po pájení je žádoucí dobře očistit místa spájení, protože jinak zkorodují. Při spojování dílů je třeba mezi nimi dodržet určitou mezeru. Např. při tvrdém pájení příruby na vlnovod R 100 je optimální mezera 0,05 až 0,15 mm.

K měkému pájení se používá cínových pájek. Spojení provedená touto metodou nevydrží větší mechanická namáhání, zejména tam, kde je chvě-




*Obr. 4.3 - 1. Hloubka vniku u kovových vodičů při mikrovlnných kmitočtech*




*Obr. 4.3 - 2. Relativní útlum $\alpha$ u pokovených (plátovaných) vodičů (poměr útlumu kombinace obou kovů k útlumu základního kovu)*

ní. Elektrické vlastnosti těchto spojení jsou velmi proměnná a často se stává (zejména při vývojových pracech), že obvody (i jednoduché), realizované při vývoji měkou pájkou, mají v definitivním provedení při pájení stříbrem jiné elektrické hodnoty.

Toto upozornění je třeba brát velmi vážně při sestavování plošných antén, tvořených tištěnými spoji. Vývojového pracovníka často láká možnost urychlení práce připájením jednotlivých částí tištěné antény k sobě. Výsledek, provedený celý metodou leptání, pak je téměř vždy odlišný.

## 4.3 Povrchová ochrana

Kovová vedení a mikrovlnné obvody, zejména pokud jde o součásti anténních systémů, jsou vystaveny působení povětrnostních vlivů, které se projeví jednak porušením mechanické pevnosti, jednak zvětšením útlumu vlivem tvorby sloučenin kovů, které mají zmenšenou vodivost. Kovové povrchy můžeme ochránit buď nekovovou ochranou nebo galvanicky.

**Elektrolytické pokovení** vlnovodů a mikrovlnných dílů se často používá jako vhodná ochrana proti korozi. Praxe však ukázala, že po delší době působení povětrnosti značná část elektrolyticky pokovených součástí byla poškozena.

Hlavním nedostatkem byla poréznost kovů - mědi, stříbra, zlata, zinku, kadmia, niklu, chromu i antichromu.

Při pokovování se musí dodržovat velmi přísné předpisy. Povlaky z niklu o tloušťce 0,025 až 0,07 mm mají velmi dobrou odolnost proti korozi, jsou-li dobře technologicky zpracovány. Chromové povlaky trpí přítomností chloridů. Mimoto chromové povlaky jsou dosti porézní a musí se tedy dále chránit vrstvou 0,05 mm niklu. Zlato je velmi odolné vůči korozi a často se používá pro nejvyšší kmitočty, cena této ochrany je samozřejmě poměrně vysoká.

Stříbro a měď jsou kovy z hlediska vodivosti nejvhodnější. Protože tyto kovy samy korodují, musí se dále opatřit ochrannou vrstvou. Lze použít nízkoztrátového nátěru nebo vrstvy zlata, paladia nebo rhodia (pro zvětšení odolnosti vůči otěru).

Porézní galvanicky pokovené povrchy jsou nevýhodné nejen z hlediska zvětšení útlumu, ale takové povrchy dovolují pronikat různým chemikáliím k základnímu kovu a vyvolávat tam elektrolytické jevy, mající za následek urychlení koroze. Všeobecně platí, že kontakty mezi různými kovy jsou nežádoucí s ohledem na jejich vysoký elektrochemický potenciál, který mezi nimi vzniká.

Při elektrolytickém pokovení je potřeba dodržovat předepsaný technologický postup, jehož součástí je vhodná příprava povrchu součásti. Velké potíže způsobují nečistoty chemických sloučenin a drsnost povrchu. Technologické postupy pro správné elektrolytické pokovení jsou popsány v odborné literatuře. Problém pórovitosti má vliv na elektrickou vodivost v pásmu mikrovln. V tomto pásmu obvykle vede ochranný povlak tloušťky 0,024 až 0,1 mm veškerý proud. Záleží tedy na dokonalé homogennosti a neporéznosti ochranného vodivého povlaku.

Stříbrné povlaky lze tam, kde je to možné, mechanicky leštit. Zbytky lešticího přípravku mohou však zmenšit elektrickou kvalitu povrchu. Mechanické leštění za studena může vyvolat ve stříbrné vrstvě určité pnutí, které opět zmenšuje elektrickou vodivost povrchu. Ohřátí součásti na 200 °C tento jev odstraní. Určitou představu o kvalitě pokovení získáme z obr. 4.3 - 1 a obr. 4.3 - 2.

Protože všechny povrchy jsou do určité míry porézní, doporučuje se zajistit tloušťku ochranného povlaku několikrát větší než je hloubka vniku. Pro podrobnější údaje pro úpravy povrchu dílů a volby natěrů odkazujeme čtenáře na platné normy ČSN. Nejdůležitější z nich jsou:

ČSN 03 8203 Koroze kovů, klasifikace korozní agresivity atmosféry.

ČSN 03 8220 Zásady povrchové úpravy nátěrem.

ČSN 03 8221 Úpravy povrchu oceli před nátěrem.

ČSN 03 8204 Určování korozní agresivity atmosfér pro kovy a kovové povlaky.

ČSN 03 8240 Volba nátěrů pro ochranu kovových technických výrobků proti korozi.

## 4.4 Zkoušky a měření kvality ochran

Zkoušky na korozi se obvykle provádějí ve zkušebních komorách, do kterých je vstřikována jemná směs, obsahující korozní prvky a sloučeniny. Směs, která se vstřikuje do komory, se má skládat z odpovídajících dílů složek tak, aby simulovala skutečné vnější podmínky v té které lokalitě. Směs má případně obsahovat takové složky, aby se urychlilo korozní působení. Toto působení je v každém případě mnohem rychlejší než za běžných vnějších povětrnostních podmínek, protože zkoušené díly jsou pod neustálým působením postřiku.

Běžná dešťová voda obsahuje např. kyslík, dusík, kysličník uhličitý, kysličníky síry, vodík, sulfidy a čpavek. V průmyslových aglomeracích může být koncentrace kyseliny sírové velmi značná. V přímořských oblastech a na moři se zvětšuje značně koncentrace soli ve vodních parách. Vzhledem k širokému spektru korozivních podmínek, působících na mikrovlnné vedení a obvody, mohou zkoušky na korozi podat pouze srovnávací informace o velikosti koroze pro různé kovy za podobných podmínek.

Stupeň koroze různých kovů lze určit měřením elektrických ztrát vlnovodů nebo koaxiálních vedení před a po korozi. Ke zkouškám koroze v uzavřených komorách je třeba připomenout, že vliv umístění zkoušeného předmětu, teploty a koncentrace postřikového roztoku je velmi rozhodující, a že výsledky srovnávacích zkoušek z různých laboratoří jsou často různé. Pokud existují normy zkušebních předpisů, je třeba se jimi důsledně řídit (např. doporučení IEC).

## 4.5 Dielektrika

V mikrovlnné technice stejnou důležitost jako kovy mají dielektrické materiály. Základní elektrickou veličinou, která nás v oboru mikrovln zajímá, je relativní permitivita $\varepsilon_r$ (dielektrická konstanta), respektive permeabilita $\mu_r$ daného materiálu. Permeabilitu většiny látek (pokud nejde o látky feromagnetické) lze s dostatečnou přesností pokládat za jedničku. Další veličinou je tzv. ztrátový úhel tg $\delta$, který charakterizuje kvalitu dielektrického materiálu s ohledem na vý-

*Tab. 4.5 - 1.* Vlastnosti různých dielektrik

| **Materiál** | **Kmitočet a vlnová délka** | | | | | | **Teplotní stálost do** [°C] |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 GHz (30cm) | | 3 GHz (10 cm) | | 10 GHz (3cm) | | |
| | $\varepsilon_r$ | $tg\delta\cdot10^{-4}$ | $\varepsilon_r$ | $tg\delta\cdot10^{-4}$ | $\varepsilon_r$ | $tg\delta\cdot10^{-4}$ | |
| Slída | 5,4 | 2,5 | 5,4 | 3 | 5,4 | 3 | 500 až 600 |
| Křemen krystalický | | | 4,3 až 4,7 | 1 | 4,3 až 4,7 | 1 | |
| Sklo pro vf techniku | 3,97 | 12 | 4 | 19 | 3,99 | 21 | 455 |
| Sklo pro techn. účely | 4,92 | 88 | 4,89 | 89 | 4,82 | 89 | 500 |
| Skelné tkaniny | 3,22 až 4,8 | 7,6 až 130 | 3,22 až 4,86 | 12 až 339 | 3,22 až 5,2 | 13 až 660 | 85 až 150 |
| Teflon | | | 2,1 | 1,5 | 2,08 | 3,7 | |
| Polyethylen | 2,23 až 2,2 | 1,9 až 4 | 2,21 až 2,26 | 1,9 až 4 | 2,15 až 2,26 | 2 až 5 | 95 až 105 |
| Polystyren | 2,5 až 2,56 | 1,0 až 4,5 | 2,49 až 2,55 | 2,2 až 5 | 2,49 až 2,55 | 3 až 7 | 70 až 90 |
| Polystyren pěnový | | | 1,05 | 0,3 | | | 70 až 90 |
| Polymethyl metakrylát | | | 2,6 | 57 | 2,59 | 67 | 80 |
| Trolitul | 2,5 až 2,56 | 1 až 45 | 2,49 až 2,55 | 2,2 až 2,55 | 2,2 až 5 | 3 až 7 | 70 až 80 |
| Parafin | | | 2,25 | 2 | 2,24 | 2,1 | |
| Voda | | | 77 | 1500 | | | |

kon, ztracený v dielektriku ohmickým svodem.

Mezi dielektrika patří též plyny. Permitivita plynů je blízká jedné, avšak její velikost závisí na tlaku a teplotě. V mikrovlnné technice se setkáme někdy s dusíkem, kterým se plní pod tlakem vlnovodové soustavy. Relativní permitivita dusíku je:

$\varepsilon_r = 1 + 219\cdot10^{-6}\cdot(h/273{,}2 + \delta)$,

kde δ je teplota [°C] a *h* je tlak [mm Hg].

V mikrovlnné technice se snažíme používat dielektrické materiály s malým ztrátovým úhlem tg δ a s malou navlhavostí.

Problém navlhavosti je vážný zejména u různých pěněných materiálů (polyethylen, polystyren, polyuretan aj.). V tomto směru většinou vyhoví teflon. S teflonem jsou však obtíže tam, kde jde o dodržení těsných tolerancí. Teflon je velmi citlivý na teplotu z hlediska dilatace.

V tab. 4.5 - 1 je uveden přehled vlastností dielektrických materiálů, vhodných pro použití v oboru mikrovln.

V poslední době chemický průmysl, zejména zahraniční, zaplavil trhy velkým množstvím různých plastů. Jejich elektrické vlastnosti jsou však dosti málo známé.

Podrobnější informace o materiálech, vhodných pro konstrukci MIO, najdeme např. v lit. [6].

## Literatura


[1] *Procházka, M.*: VKV, UKV a cm vlny v nomogramech a grafech, AR B 4//1995.

[2] *Procházka, M.*: UKV a cm antény v programech pro PC. PE 1 až 7/1998.

[3] *Prokop, J.; Volurka, J.*: Šíření elektromagnetických vln a antény. SNTL//ALFA 1980, s. 286.

[4] *Caha, M.; Procházka, M.*: Antény. SNTL 1956, s. 259.

[5] *Zehenter, J.*: Mikrovlnná integrovaná technika. ČVUT 1983.

[6] *Hoffman, R. K.*: Handbook of Microwave Integrated Circuits. Artech House 1987.

[7] *Procházka, M.*: Prabolické antény. Sdělovací technika 5/1989.

[8] IEC Publication 61 114, Methodes of Measurements on Receiving Antennas for Satellite Broadcast Transmission in the 12 GHz band, Part 2.

[9] *Procházka, M.*: Měření elektrických parametrů antén. PE 2/1999.

[10] *Mumford, W. W.*: The optimum piston position for wide-band coaxial to waveguide trnsducers. Proc. IRE, únor 1953.

[11] *Johson, R. C.; Jasik, H.*: Antenna Engineering Handbook. Mc.Graw-Hill Co. 1984.

[12] *Blake, L. V.*: Antennas. Artech House 1984.

[13] *Rudge, A. W.; aj.*: Radome designe and performance, a review. Proc. Conference, Military Microwave 1980, s. 555 až 574.

[14] *Deschamp, G. A.*: Microstrip Microwave Antennas. 3rd USA Symposium on Antennas 1953.

[15] *James, J. R.; Hall, P. S.*: Handbook of Microstrip Antennas. Peter Peregrinus Ltd., Londýn 1989.

[16] *Cohn, S. B.*: Designe of simple broad-band waveguide to coaxial line junctions. Proc. IRE, září 1947.

[17] *Medhurst, R. G.*: Passive microwave mirrors. Electr. and Radio Eng., prosinec 1959.

[18] *Greenquist, R. E.; Orlando, A. J.*: An Analysis of Passive reflector Antenna Systems. Proc. IRE., červenec 1954.

[19] *Colarito, C.; aj.*: Experimental Research on behavior of Passive Repeater. Proc. IEEE, sv. 51., listopad 1963.

[20] *Vachtl, Z.*: Antenní systémy pro radioreleové spoje československé výroby. Slaboproudý Obzor sv. 37., 5//1976.

[21] *Procházka, M.*: Pasivní reflektory. Studie pro fy. Kon-Wes, Praha 1999.

[22] *Walton, K. L.; Sundberg, V. C.*: Broadband ridged Horn Antenna designe. Microvawe Jour. sv. 7., březen 1964.

[23] *Procházka, M.*: Doutníková anténa. PE 8/1998.

[24] *Kraus, J. D.*: Antennas. Mc.Graw-Hill Co., New York 1950.

[25] *Kraus, J. D.*: The Helical Beam Antennas. Electronics, sv.20., duben 1947.

[26] *Nešič, A.; aj.*: Broadband two-dimensional printed antenna array. 20 th European Microvawe Conf., 1990.

[27] *Procházka, M.*: Ploché antény pro příjem z družic. Sdělovací technika 1//1991.

[28] *Procházka, M.*: Plošné antény. AR 9/1990.

[29] *Procházka, M.*: Mikropásková čočková anténa s vynuceným fázovým posuvem (referát). Sdělovací technika 4//1996.

[30] *Procházka, M.*: Anténa Vivaldi nové konstrukce (referát). Sdělovací technika 1/1998.

[31] *Sanchéz, D.; Hernándes; Robertson, L. D.*: A Survey of broadband Microstrip Patch Antennas. Microwawe Jour., září 1996, s. 60 až 80.

[32] *Pauk, L.; Škvor, Z.*: FDTD analysa koaxiálních diskontinuit. ČVUT, katedra elektromagnetického pole, Praha 1997.